

Kapazitätsdioden
Schalterdioden
PIN-Dioden
Grundlagen und Anwendungen

6220-09-1D

INTERMETALL semiconductors

ITT



INTERMETALL

Halbleiterwerk der
Deutsche ITT Industries GmbH
D-78 Freiburg
Hans-Bunte-Straße 19 Postfach 840
Telefon (0761) *51 71 Telex 07-72 716

Kapazitätsdioden Schalterdioden PIN-Dioden

Grundlagen und Anwendungen

nach Arbeiten
der INTERMETALL-Mitarbeiter
Dipl.-Ing. Horst Dahmann
Dipl.-Ing. Otmar Dietrich
Ing. (grad.) Alfons Gilly
Dipl.-Ing. Hans Keller
Ing. (grad.) Manfred Lehmann
Dipl.-Ing. Fritz Löwel
Dipl.-Ing. Ljubomir Micic
Ing. (grad.) Johann Novotny
Ing. (grad.) Wilfried Pruin †
Dipl.-Ing. Karl-Ernst Reinarz
Dr. Anantha Swamy
bearbeitet von
Ing. (grad.) Rudolf Sydow

© 1975 International Telephone
and Telegraph Corporation

Zuschriften über technische Unterlagen richten Sie bitte an
INTERMETALL GmbH D-78 Freiburg Postfach 840

Nachdruck mit Quellenangabe wird im allgemeinen gestattet. In jedem Falle ist jedoch unsere Genehmigung erforderlich. Die Veröffentlichung erfolgt ohne Berücksichtigung der Patentsituation und möglicher Schutzrechte Dritter. Die Informationen und Vorschläge werden unverbindlich gegeben und können keine Haftung begründen; sie geben keine Auskunft über die Liefermöglichkeiten der angeführten Bauelemente. Die Überlassung von Entwicklungsmustern verpflichtet uns nicht zur Lieferung größerer Stückzahlen zu einem bestimmten Termin. Hierfür verbindlich ist allein unsere Auftragsbestätigung.

Printed in W.-Germany · Imprimé dans la République Fédérale d'Allemagne
Herstellung: Druckhaus Rombach+Co GmbH, Freiburg

Ausgabe 1975/8 · Bestell-Nr. 6220-09-1D

Vorwort

In diesem Buch ist der wesentliche Inhalt von in den vergangenen Jahren erschienenen Veröffentlichungen von INTERMETALL-Mitarbeitern über Kapazitäts-, Schalter- und PIN-Dioden zusammengefaßt und auf den neuesten Stand gebracht. Nach Erörterung der Grundlagen werden speziell die Eigenschaften und die Anwendung der von INTERMETALL in großer Stückzahl produzierten Tuner- und Schalterdioden für elektronisch abgestimmte und umgeschaltete Fernsehtuner beschrieben.

	Vorwort	5
1.	Einleitung	8
2.	Kapazitätsdioden	10
2.1.	Grundlegendes über Kapazitätsdioden	10
2.2.	Elektrische Eigenschaften von Kapazitätsdioden	15
2.2.1.	Ersatzschaltbild	15
2.2.2.	Kapazität	16
2.2.3.	Serienwiderstand, Güte	18
2.2.4.	Serieninduktivität, Serienresonanzfrequenz, Grenzfrequenz für $Q = 1$	19
2.2.5.	Sperrstrom, Durchbruchspannung	21
2.2.6.	Paarung der Tuner-Dioden, Gleichlauf	21
2.3.	Der diodenabgestimmte Resonanzkreis	22
2.3.1.	Die Tuner-Diode im Parallelresonanzkreis	22
2.3.2.	Kapazitäten parallel oder in Reihe zur Tuner-Diode	23
2.3.3.	Abstimmbereich	25
2.3.4.	Gleichlauf	25
2.3.5.	Wechselspannungsaussteuerung	26
2.3.6.	Kompensation der Temperaturabhängigkeit	27
2.3.7.	Dynamische Stabilität	28
2.3.8.	Statische Stabilität	31
2.3.9.	Erzeugung der Abstimmspannung	31
2.3.10.	Zahlenwerte für diodenabgestimmte Parallel- resonanzkreise	33
3.	Schalterdioden	34
3.1.	Schalterdioden für die elektronische Bandumschaltung	34
3.1.1.	Technologie der Schalterdioden	35
3.1.2.	Daten der Schalterdioden	37
3.1.3.	Schwingkreise mit Schalterdioden	39
3.1.4.	Schalterdioden im Fernsehempfänger	41
3.2.	Das Schalten von NF-Signalen mit Dioden	42
3.2.1.	Einleitung	42
3.2.2.	Grundsaltung, Ersatzschaltbilder und Definitionen	43
3.2.3.	Schaltungsfunktion und Beziehungen	45
3.2.4.	Meßergebnisse	47
3.2.5.	Dimensionierungshinweise	48
	PIN-Dioden	52
4.1.	Aufbau und Eigenschaften der PIN-Diode	52
4.2.	Anwendung der PIN-Diode zur Amplitudenregelung hochfrequenter Signale	53
4.3.	TDA 1053 – ein PIN-Dioden- π -Glied für Fernsehtuner	55

	Seite
5. Anwendungsbeispiele	60
5.1. Allgemeine Anwendungen für Kapazitätsdioden	60
5.1.1. Frequenzmodulation	60
5.1.2. Phasenmodulation	61
5.1.3. Amplitudenmodulation	62
5.1.4. Dielektrische Verstärker	63
5.1.5. Parametrische Verstärker	64
5.1.6. Meßwandler	65
5.1.7. Kippschaltungen	67
5.2. Kapazitäts- und Schalterdioden in Rundfunk- und Fernsehempfängern	69
5.2.1. Automatische Scharfabstimmung	69
5.2.2. UKW-Tuner mit Abstimmung durch Kapazitätsdioden	69
5.2.3. VHF-Fernsehtuner mit Kapazitätsdioden und Schalterdioden	73
5.2.4. UHF-Fernsehtuner mit Kapazitätsdioden	79
5.2.5. VHF/UHF-Kombituner und Einblocktuner	86
6. Meßtechnik	94
6.1. Allgemeines	94
6.2. Grenz- und Kennwerte	94
6.3. Ersatzschaltbilder	95
6.4. Messungen	95
6.4.1. Die Kapazitätsmessung	95
6.4.2. Messung von Kapazitätsverhältnis und Gleichlauf	98
6.4.3. Messung der Güte	99
6.4.4. Messung von Durchbruchspannung und Sperrstrom	101
6.4.5. Messung des Serienwiderstandes	101
6.4.6. Messung der Serieninduktivität	101
6.4.7. Messung des Temperaturverhaltens	102
6.5. „Schneller Jumbo“ – Meßautomat für Tuner-Dioden	103
6.5.1. Der Systemaufbau	104
6.5.2. Die Sortiereinrichtung	104
6.5.3. Der Sortiervorgang	106
6.5.4. Software	106
6.5.5. Eigenüberwachung	107
7. Schrifttum	108

1. Einleitung

Schon seit Jahrzehnten ist der Effekt bekannt, daß eine Halbleiter-Sperrschicht als Kondensator wirkt, dessen Kapazität von der angelegten Sperrspannung abhängt. So wurden schon vor über 30 Jahren Patente auf Schaltungen zur Abstimmung von Resonanzkreisen mit spannungsgesteuerten Halbleiterdioden erteilt. Eine praktische Ausnutzung dieses Effekts wurde jedoch erst Anfang der 60er Jahre aktuell, als es durch die Diffusionstechnik [1], [2] möglich wurde, Siliziumdioden mit eng tolerierter und ausreichend verlustfreier Sperrschichtkapazität in großer Stückzahl herzustellen.

Unter den Typenbezeichnungen BA 110, BA 111 und BA 112 brachte INTERMETALL im Jahre 1961 eine Reihe diffundierter Kapazitätsdioden auf den Markt, die für den Einsatz in Nachstimm-schaltungen (AFC), UKW-Tunern [3] und für andere Anwendungen bestimmt waren. Auch für Modulatorschaltungen wurden spezielle Kapazitätsdioden, wie z. B. die BAY 35, entwickelt [4].

Für die elektronische Abstimmung eines ganzen Fernsehbandes ist das Kapazitätsverhältnis [5] einfach diffundierter Kapazitätsdioden zu klein. Um dem abzuhelfen, entwickelte man bei INTERMETALL in der Mitte der 60er Jahre sogenannte Tuner- oder Großhubdioden [6], [7]. Diese Dioden haben einen hyperabrupten PN-Übergang (retrograded junction), der durch Diffusion erzeugt wird und eine steilere Kapazitäts-Spannungskennlinie und damit ein größeres Kapazitätsverhältnis ergibt als ein durch einfache Diffusion erzeugter PN-Übergang. Die anfänglich produzierten Tuner-Dioden BA 141 (für UHF) und BA 142 (für VHF) hatten das genormte Glasgehäuse DO-7 (51 A2 nach DIN 41 880, siehe Bild 1). Mit den Typen BB 121/22, BB 139 und BB 141/42 wurde 1970 der Übergang auf das kleinere und induktivitätsärmere Glasgehäuse DO-35 (54 A2 nach DIN 41 880) vollzogen, siehe Bild 2, was ebenso wie die Einführung der Planartechnik [8] eine weitere Verbesserung für den Anwender bedeutete.

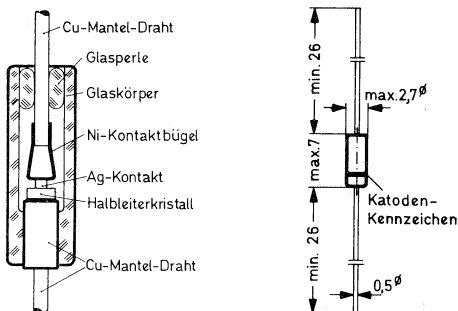


Bild 1: Diode im DO-7-Glasgehäuse

- a) Schnitt
- b) Maßbild

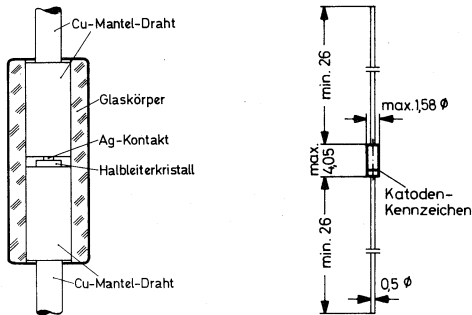


Bild 2: Diode im DO-35-Glasgehäuse

- a) Schnitt
- b) Maßbild

Zur elektronischen Abstimmung der Fernsehuner gehört zwangsläufig die elektronische Bandumschaltung mit Hilfe von Schalterdioden [9]. Im Jahre 1965 brachte INTERMETALL unter den Typenbezeichnungen BA 143/44 erstmalig Schalterdioden für Fernsehuner auf den Markt, die aufgrund ihrer speziellen Eigenschaften – kleine Kapazität im gesperrten Zustand und kleiner differentieller Durchlaßwiderstand – bald auf breiter Ebene eingesetzt wurden. Auch diese Dioden hatten das Glasgehäuse DO-7, bis 1968 die Nachfolgegeneration mit den Typenbezeichnungen BA 243/44 im induktivitätsarmen Glasgehäuse DO-35 einen weiteren Fortschritt brachte.

Inzwischen ergab sich, daß sich auch NF-Signale mit Vorteil durch Dioden schalten lassen [10]. Durch den Fortfall langer Leitungen zur Bedienungsplatte, die oft geschirmt sein müssen, wird u. a. der Aufbau von Tonbandgeräten, HiFi-Geräten und Verstärkern wesentlich vereinfacht.

2. Kapazitätsdioden

2.1. Grundlegendes über Kapazitätsdioden

Ebenso wie übliche Gleichrichter-Dioden bestehen auch Kapazitätsdioden in ihrem die elektrischen Eigenschaften bestimmenden Teil aus einem Plättchen monokristallinen Halbleitermaterials, praktisch immer Silizium, in dem sich ein elektronenleitendes (N-dotiertes) und ein löcher- oder defektelektronenleitendes (P-dotiertes) Gebiet berühren. Diese Berührungszone nennt man PN-Übergang [11].

Als Ausgangsmaterial für die Herstellung von Kapazitätsdioden verwendet man meist N-leitendes Silizium, das man erhält, wenn man das zunächst praktisch nichtleitende, vierwertige Silizium mittels fünfwertiger Atome (Donatoren), wie z. B. Antimon oder Phosphor, leitend macht. Die P-Zone und damit der PN-Übergang wird durch Eindiffundieren dreiwertiger Atome (Akzeptoren), wie z. B. Bor oder Aluminium, in das N-leitende Ausgangsmaterial erzeugt.

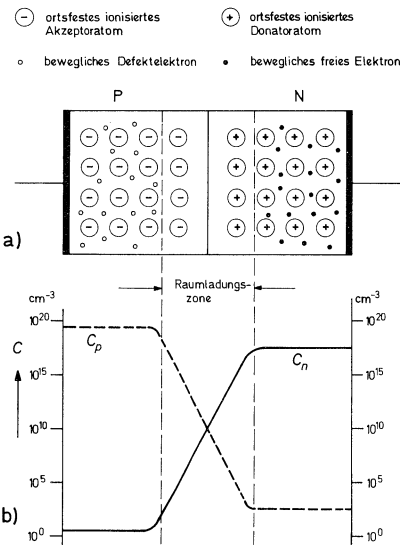


Bild 3: a) Querschnitt durch einen stromlosen PN-Übergang
b) Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger

Bild 3a zeigt schematisch den Querschnitt durch einen Silizium-Halbleiterkristall mit PN-Übergang für den stromlosen Zustand. Das P-Gebiet enthält negative Ionen und frei bewegliche Defektelektronen (Löcher) mit der Konzentration C_p , und im N-Gebiet befinden sich positiv geladene Atome sowie frei bewegliche Elektronen mit der Konzentration C_n .

In beiden Gebieten sind die positiven und die negativen Ladungen ausgeglichen. Nur in der Grenzschicht zwischen P- und N-Gebiet ist das Ladungsgleichgewicht gestört, denn infolge ihrer Wärmebewegung diffundieren Elektronen aus dem N-Gebiet in das P-Gebiet und rekombinieren dort mit Defektelektronen und umgekehrt. Dadurch stellt sich in der Sperrschicht auf der Seite des P-Gebietes ein Überschuß an negativen Ladungsträgern und auf der Seite des N-Gebietes ein Überschuß an positiven Ladungsträgern ein. Als Folge dieser Ladungsträgerverteilung entstehen zwischen dem P- und dem N-Gebiet eine Potentialdifferenz, die sogenannte Diffusionsspannung, und ein elektrisches Feld, das der Diffusion entgegenwirkt. So stellt sich für die Verteilung der Ladungsträger in der Grenzschicht ein Gleichgewicht ein. Bild 3b zeigt die Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger.

Die Diffusionsspannung U_D hängt von der Konzentration der Ladungsträger im P- und im N-Gebiet ab und folgt der Gleichung

$$U_D = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{C_n \cdot C_p}{n_i^2} \quad (1)$$

Darin ist

k die Boltzmann-Konstante, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Ws/K

T die absolute Temperatur

q die elektrische Elementarladung, $1,6 \cdot 10^{-19}$ As

n_i die Eigenleitungskonzentration des Materials.

Bei 25 °C hat Silizium eine Diffusionsspannung von etwa 0,7 V.

Die Sperrschicht enthält nur sehr wenige freie Ladungsträger und wirkt daher, wenn kein Strom in Durchlaßrichtung durch die Diode fließt, als Isolator. Da sie zwei relativ gut leitende Zonen des Siliziumplättchens trennt, nämlich das P-Gebiet und das N-Gebiet, wirkt die Diode als Kondensator. Durch eine von außen angelegte Sperrspannung, das heißt eine Spannung in Richtung der inneren Diffusionsspannung, werden die Löcher zum P-Gebiet getrieben und die Elektronen zum N-Gebiet, wie das in Bild 4a angedeutet ist. Bild 4b zeigt die zugehörige Konzentrationsverteilung. Die Grenzschicht verarmt dadurch weiter an Ladungsträgern, die isolierende Zone wird breiter, und die Sperrschichtkapazität der Diode nimmt ab.

Ist der Konzentrationsverlauf der Ladungsträger vom P-Gebiet zum N-Gebiet sehr steil, wie z. B. bei legierten Dioden mit abruptem PN-Übergang, so ist die Raumladungsdichte beiderseits der Grenzschicht praktisch konstant, und zwar gleich der Dotierungskonzentration C_p bzw. C_n . Ändert sich dagegen die Ladungsträgerkonzentration vom P-Gebiet zum N-Gebiet über einen größeren Bereich linear, z. B. bei diffundierten Dioden mit großer Eindringtiefe und demzufolge linearem PN-Übergang, so ändert sich auch die Raumladungsdichte linear mit dem Abstand von der Grenzschicht.

Da der Gradient des durch eine angelegte Sperrspannung in der Sperrschicht hervorgerufenen elektrischen Feldes proportional der Raum-

Kapazitätsdioden

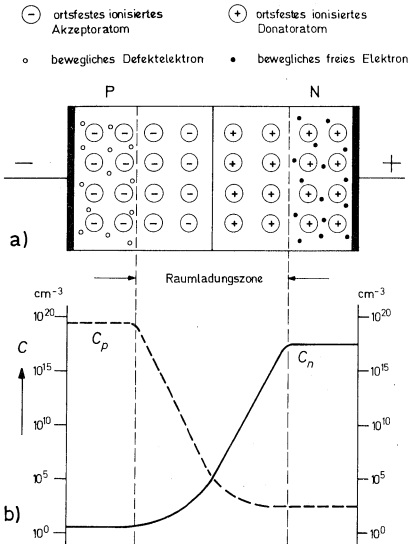


Bild 4: a) Querschnitt durch einen in Sperrichtung vorgespannten PN-Übergang
 b) Konzentrationsverteilung der freien Ladungsträger

ladungsdichte ist, ergeben sich für die Sperrschichtdicke W als Funktion der Sperrspannung U_R die folgenden Gleichungen:

für steilen PN-Übergang (legierte Dioden)

$$W = \sqrt[2]{2 \cdot \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0}{q} \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_n} \right) \cdot (U_R + U_D)} \quad (2)$$

für linearen PN-Übergang (einfach diffundierte Dioden wie z. B. BA 110 ... BA 112)

$$W = \sqrt[3]{12 \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0}{a \cdot q} (U_R + U_D)} \quad (3)$$

Darin ist a der Störstellengradient in der Sperrschicht, ε_0 die absolute Dielektrizitätskonstante, $8,85 \cdot 10^{-14}$ As/Vcm, und $\varepsilon_r \approx 12$ die relative Dielektrizitätskonstante des Siliziums.

Die Sperrschichtkapazität, die umgekehrt proportional zur Sperrschichtdicke ist, ändert sich also bei legierten Dioden mit der zweiten und bei einfach diffundierten Dioden mit der dritten Wurzel aus der in Sperrichtung angelegten Spannung, und es gilt für die Sperrschichtkapazität allgemein die Gleichung

$$C = \frac{\varepsilon_r \cdot \varepsilon_0 \cdot F}{W} \quad (4)$$

mit F als Fläche des PN-Überganges. Weiterhin gilt näherungsweise die Beziehung

$$C = \frac{K}{(U_R + U_D)^n}, \quad (5)$$

wobei in K alle Konstanten und die durch das Herstellungsverfahren bedingten Größen enthalten sind. Der Exponent n ist ein Maß für die Steilheit der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie und beträgt für legierte Dioden 0,5, für einfach diffundierte Dioden 0,33 und für die in der Einleitung bereits erwähnten Tuner-Dioden mit hyperabruptem PN-Übergang etwa 0,75 (im Mittel) [6], [7]. Bild 5 zeigt die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinien einer legierten, einer diffundierten und einer Tuner-Diode.

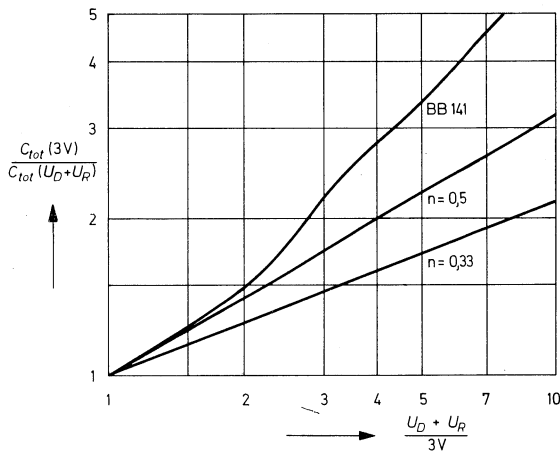


Bild 5: Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie für
 a) eine legierte Kapazitätsdiode
 b) eine diffundierte Kapazitätsdiode
 c) eine Großhub-Tuner-Diode (BB 141)

Neuerdings wird auch eine die praktische Kennlinie besser als Gleichung 5 beschreibende Gleichung angegeben, die jedoch rein formal ist:

$$C = C_0 \left(\frac{A}{A + U_R} \right)^m, \quad (6)$$

worin C_0 die Kapazität bei $U_R = 0$ ist und A eine Konstante mit der Dimension einer Spannung. Der hier auftretende Exponent m erweist sich als weit weniger spannungsabhängig als der Exponent n in Gleichung 5.

Durch die Gleichungen 2...6 wird die reine Sperrschichtkapazität der Kapazitätsdioden beschrieben, zu der aber noch die konstante Kapazität des Aufbaus addiert werden muß, um die den Anwender interessierende Diodenkapazität C_{tot} zu erhalten. Bei hoher Sperrspannung, also kleiner Sperrschichtkapazität, entsteht daher eine Differenz zwischen theoretischer

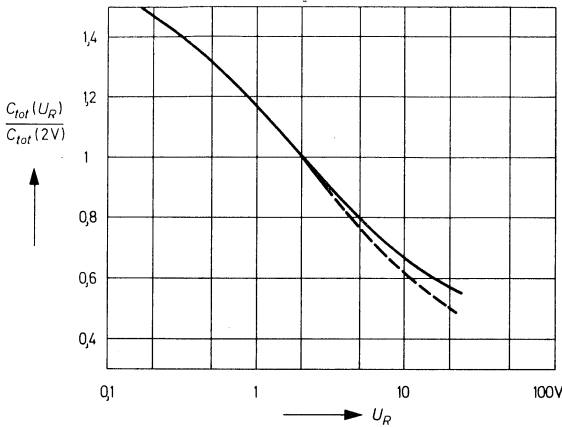


Bild 6: Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie der Diode BA 110
 ---- berechneter Verlauf mit $n = 0,33$
 — gemessener Verlauf

scher Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie nach Gleichung 5 und praktischer Kennlinie, wie in Bild 6 zu sehen.

Der Arbeitsbereich einer Kapazitätsdiode und damit das ausnutzbare Kapazitätsverhältnis

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \frac{C_{tot}(U_{Rmin})}{C_{tot}(U_{Rmax})}$$

ist dadurch begrenzt, daß die Diode durch die der Abstimmspannung überlagerte Wechselfspannung weder in den Durchlaß- noch in den Durchbruchbereich gesteuert werden darf. Andernfalls würde eine Gleichrichtung stattfinden, die den Arbeitspunkt verschieben und die Güte der Diode erheblich verringern würde. In Bild 7 sind die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinien sowie die Durchlaß- und die Sperrkennlinie einer Kapazitätsdiode schematisch dargestellt, um diese Zusammenhänge zu erläutern. Der praktisch ausnutzbare Arbeitsbereich liegt zwischen den Spannungen

$$U_{min} > \hat{u} - U_F$$

und

$$U_{max} < U_{(BR)R} - \hat{u}.$$

Bei den heute für Fernsehuner durchweg verwendeten Großhub- oder Tuner-Dioden ist der Exponent n , wie schon angedeutet, nicht konstant, sondern spannungsabhängig und Fertigungsstreuungen unterworfen. Daraus resultiert, daß die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie dieser Dioden ebenfalls Fertigungsstreuungen unterworfen ist. Da aber im Fernsehuner zwei oder drei Kreise gleichlaufend abgestimmt werden müssen, ist es erforderlich, die Tuner-Dioden empirisch auf gleiche Kennlinien auszu-

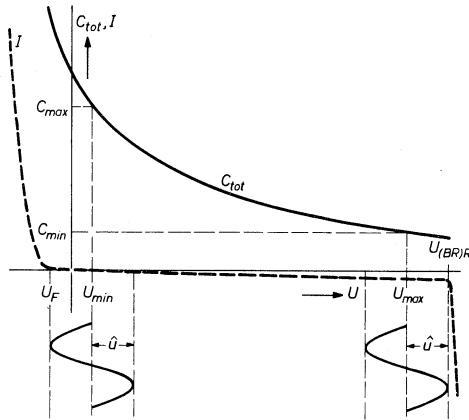


Bild 7: Prinzipielle Strom-Spannungs- und Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie

suchen und in Bestückungssätzen zu liefern. Dafür wurden bei INTERMETALL spezielle computergesteuerte Meßautomaten entwickelt, die den gewünschten Kapazitätsgleichlauf gewährleisten. Näheres dazu im Abschnitt 6., Meßtechnik.

2.2. Elektrische Eigenschaften von Kapazitätsdioden

In diesem Abschnitt sollen anhand der veröffentlichten Daten der INTERMETALL-Tuner-Dioden BB 141 und BB 142 die elektrischen Eigenschaften von Kapazitätsdioden diskutiert werden [12].

2.2.1. Ersatzschaltbild

Da eine Kapazitätsdiode keinen idealen Kondensator darstellt, ist es zweckmäßig, ein Ersatzschaltbild einzuführen, anhand dessen die elektrischen Eigenschaften diskutiert werden können. Bild 8 zeigt verschiedene Varianten des Ersatzschaltbildes [12].

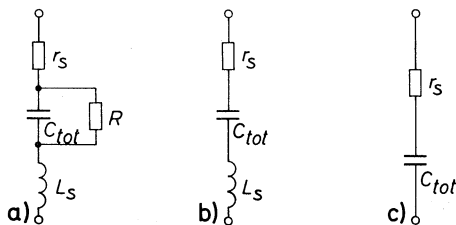


Bild 8: Ersatzschaltbilder für Kapazitätsdioden

- a) vollständige Form
- b) vereinfacht
- c) für tiefere Frequenzen weiter vereinfacht

Kapazitätsdioden

Das vollständige Ersatzschaltbild, Bild 8a, das sich eng an die physikalischen Verhältnisse anlehnt, enthält außer der Diodenkapazität C_{tot} , dem Serienwiderstand r_s und der Serieninduktivität L_s auch noch den Sperrwiderstand $R = dU_R/dI_R$. Bei höheren Frequenzen kann man diesen meist vernachlässigen, so daß sich das Ersatzschaltbild auf die in Bild 8b gezeigte, meist benutzte Form vereinfacht. Oft kann auch die Serieninduktivität vernachlässigt werden, was zu Bild 8c führt.

2.2.2. Kapazität

In Abschnitt 2. wurden bereits die Kapazität und ihre Abhängigkeit von den Kristallparametern und der Sperrspannung beschrieben. Bild 9 zeigt nun die dem Datenbuch entnommene Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie der Dioden BB 141 und BB 142. Da es sich hierbei, wie bei fast allen Kennlinien in Datenbüchern, um eine typische Kurve handelt, wäre die Kurve allein für den Anwender nicht ausreichend, um einen Tuner zu dimensionieren. Daher werden im Datenbuch zusätzlich als Kennwerte die Kapazität und das ausnutzbare Kapazitätsverhältnis angegeben:

Kapazität		BB 141 A	BB 141 B	BB 142
bei $U_R = 1\text{ V}$	C_{tot}	16	19	17 pF
bei $U_R = 3\text{ V}$	C_{tot}	11	13	12 pF
bei $U_R = 25\text{ V}$	C_{tot}	2 ... 2,35	2,25 ... 2,65	2 ... 3 pF
ausnutzbares	$\frac{C_{tot}(3\text{ V})}{C_{tot}(25\text{ V})}$		4 ... 6	

Ausgehend von dem bei $U_R = 25\text{ V}$ garantierten Streubereich der Diodenkapazität C_{tot} läßt sich mit Hilfe des garantierten Streubereiches für das Kapazitätsverhältnis eine Berechnung des Tuners durchführen.

Drei weitere die Kapazität betreffende Kurven sind in den Bildern 10 ... 12 dargestellt. Bild 10 zeigt (typisch) die normierte Steilheit in Abhängigkeit von der Sperrspannung, Bild 11 die normierte Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur und Bild 12 den Temperaturkoeffizienten der Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung.

Die Änderung der Diodenkapazität mit der Umgebungstemperatur, wie in den Bildern 11 und 12 gezeigt, ist praktisch nur eine Funktion der Temperaturabhängigkeit der Diffusionsspannung, siehe dazu Gleichung 5. Die Diffusionsspannung nimmt mit steigender Temperatur um etwa 2 mV/K ab, woraus eine mit der Temperatur ansteigende Diodenkapazität resultiert. Der Einfluß der Diffusionsspannung und damit der Temperaturkoeffizient der Kapazität sinkt mit steigender Sperrspannung. Daraus ergibt sich, daß es zweckmäßig ist, die Kapazitätsdiode mit möglichst hoher Sperrspannung zu betreiben, so hoch, wie es das benötigte Kapazitätsverhältnis gestattet. Die Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Kapazität ist in Abschnitt 2.3.6. beschrieben.

Bild 9:
Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie der Dioden BB 141 und BB 142

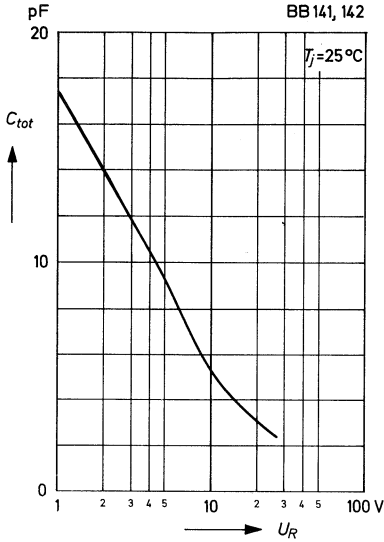


Bild 10:
Stellheit (normiert) in Abhängigkeit von der Sperrspannung

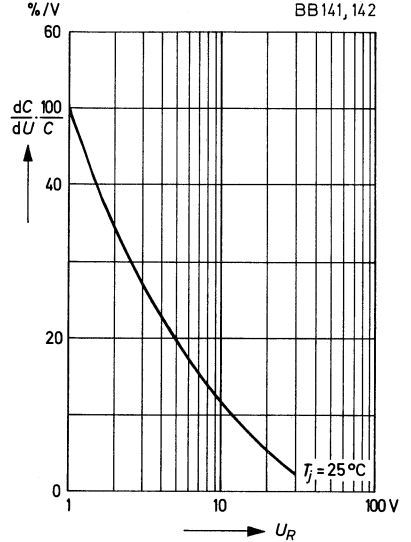


Bild 11:
Kapazität (normiert) in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur

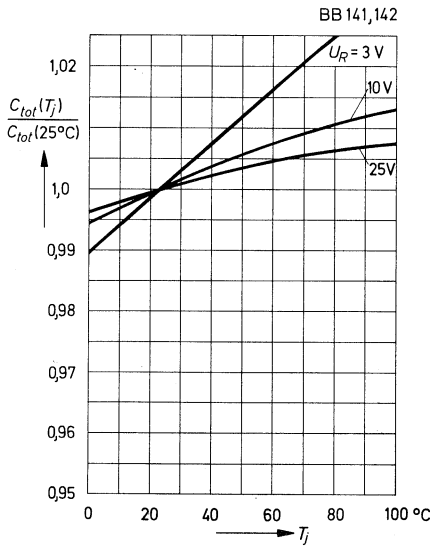
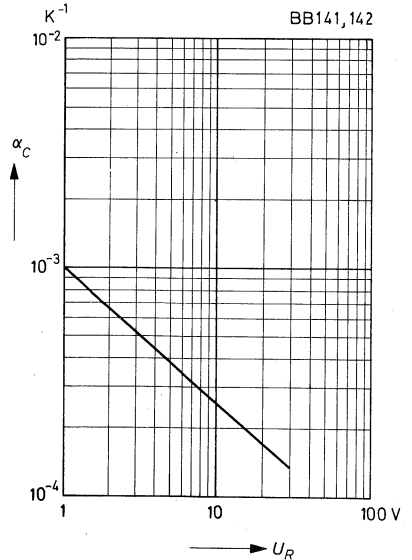


Bild 12:
Temperaturkoeffizient der Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung



2.2.3. Serienwiderstand, Güte

Da Kapazitätsdioden für den Einsatz in Resonanzkreisen vorgesehen sind, werden Angaben über die durch sie hervorgerufene Kreisdämpfung benötigt. Es ist üblich, den Serienwiderstand oder die daraus zu berechnende Güte anzugeben. Anhand des Ersatzschaltbildes, Bild 8a, läßt sich die Güte unter Vernachlässigung der Serieninduktivität definieren zu

$$Q = \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot r_s + \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot R}} \quad (7)$$

Bild 13 zeigt den prinzipiellen Verlauf der Güte (normiert) in Abhängigkeit von der Frequenz. Im für Tuner-Dioden wesentlichen Frequenzbereich von 10 ... 1000 MHz kann der vom Sperrstrom verursachte Parallelwiderstand R vernachlässigt werden, siehe Bild 8b, und Gleichung 7 vereinfacht sich in

$$Q = \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot r_s} \quad (8)$$

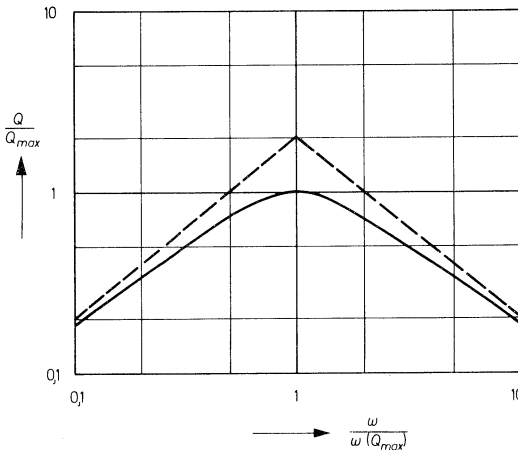


Bild 13: Güte (normiert) in Abhängigkeit von der Frequenz

In Bild 14 ist die Güte in Abhängigkeit von der Frequenz für die Tuner-Dioden BB 141 und BB 142 dargestellt. Im Datenbuch ist außer dieser Kennlinie noch der Wert des Serienwiderstandes bei $f = 470$ MHz und $C_{tot} = 9$ pF angegeben:

	BB 141 A + B	BB 142	
Serienwiderstand r_s	0,6 (< 0,8)	0,9 (< 1,2)	Ω

Da Diodenkapazität und Serienwiderstand mit steigender Sperrspannung abnehmen, ist auch die Güte sperrspannungsabhängig. Sie ist am kleinsten bei kleiner Sperrspannung, also tiefer Frequenz. Die im dioden-

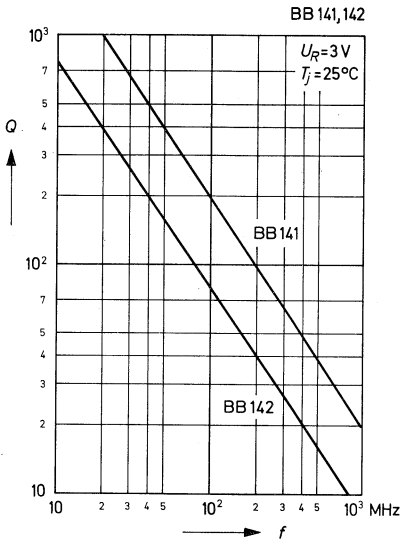


Bild 14:
Güte in Abhängigkeit
von der Frequenz

abgestimmten Resonanzkreis unvermeidlichen Serien- und Parallelkapazitäten beeinflussen die wirksame Güte der Abstimmkapazität, wie das in Abschnitt 2.3.2. beschrieben ist.

2.2.4. Serieninduktivität, Serienresonanzfrequenz, Grenzfrequenz für $Q = 1$

Diese drei Größen beschreiben das Verhalten der Diode bei hohen Frequenzen, wenn der Einfluß der Serieninduktivität nicht mehr vernachlässigbar ist. Ausgangsgröße ist die Serieninduktivität L_s , die durch die Anschlußdrähte bestimmt ist. Sie liegt, wie in Bild 8a angedeutet, in Reihe mit der Diodenkapazität und bildet bei passender Frequenz mit dieser einen Serienresonanzkreis. In diesem Falle ist

$$\omega L_s = \frac{1}{\omega C_{tot}}, \quad (9)$$

und die Serienresonanzfrequenz hat den Wert

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{tot} \cdot L_s}}. \quad (10)$$

Oberhalb dieser Frequenz ist der Scheinwiderstand der Diode induktiv, jedoch dabei von der Sperrspannung abhängig. Bild 15 zeigt für die Tuner-Dioden BB 141 und BB 142 die Abhängigkeit der Serienresonanzfrequenz (normiert) von der Sperrspannung.

Die Grenzfrequenz für $Q = 1$ ist definiert als diejenige Frequenz, bei der die Güte zu 1 wird. Übersichtsweise kann man dabei den Blindwider-

Bild 15:

Serienresonanzfrequenz (normiert) in Abhängigkeit von der Sperrspannung

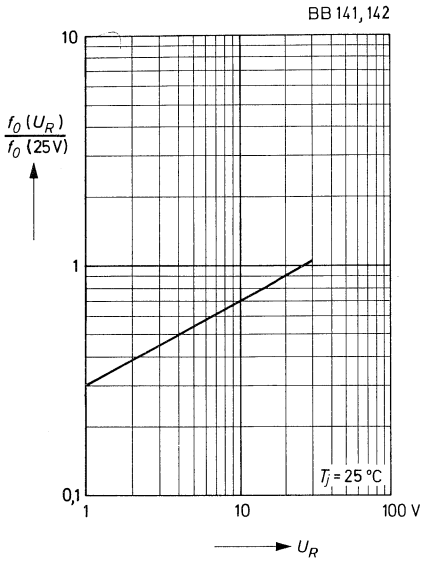


Bild 16:

Grenzfrequenz für $Q = 1$ (normiert) in Abhängigkeit von der Sperrspannung

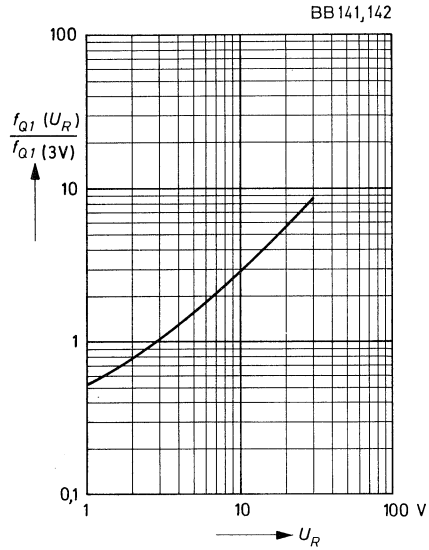
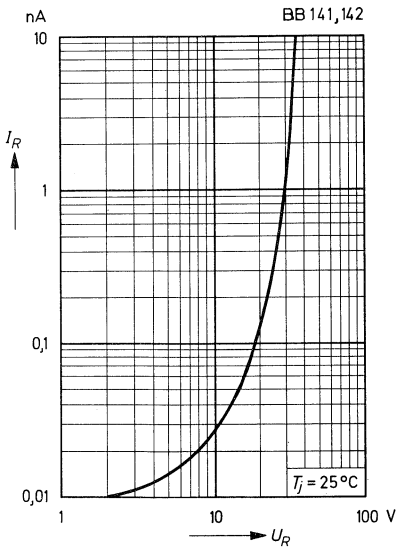


Bild 17:

Sperrstrom in Abhängigkeit von der Sperrspannung



stand der Diodenkapazität vernachlässigen und erhält die Frequenz f_{Q1} für den Fall, daß der induktive Blindwiderstand gleich dem Serienwiderstand geworden ist:

$$\omega L_s = r_s \quad (11)$$

$$f_{Q1} = \frac{r_s}{2\pi \cdot L_s} \quad (12)$$

Für die Tuner-Dioden BB 141 und BB 142 zeigt Bild 16 die Abhängigkeit der Grenzfrequenz von der Sperrspannung (normiert). Das Datenbuch enthält die Zahlenangaben

	BB 141	BB 142	
Serieninduktivität, gemessen in 1,5 mm Abstand vom Gehäuse	L_s	2,5	2,5 nH
Serienresonanzfrequenz bei $U_R = 25$ V	f_0	2	1,8 GHz
Grenzfrequenz für $Q = 1$ bei $U_R = 3$ V	f_{Q1}	24	16 GHz

Je nach der vorgesehenen Anwendung bestimmt die Serienresonanzfrequenz oder die Grenzfrequenz für $Q = 1$ den maximal ausnutzbaren Frequenzbereich.

2.2.5. Sperrstrom, Durchbruchspannung

Diese beiden Parameter kennzeichnen das Gleichstromverhalten der in Sperrrichtung vorgespannten Diode. Die Durchbruchspannung ist im Datenbuch für Tuner-Dioden BB 141 und BB 142 angegeben mit

Durchbruchspannung bei $I_R = 100 \mu\text{A}$ $U_{(BR)R} > 30$ V,

das bedeutet, daß man als Abstimmspannung maximal eine Sperrspannung von 30 V an die Diode anlagen darf. Der Sperrstrom für die genannten Tuner-Dioden wird garantiert zu

Sperrstrom bei $U_R = 28$ V $I_R < 100$ nA,

und außerdem gibt es die in Bild 17 gezeigte Kurve, die den Sperrstrom in Abhängigkeit von der Sperrspannung zeigt. Da der Sperrstrom wie bei jeder Siliziumdiode temperaturabhängig ist – er verdoppelt sich für etwa 10 K Temperaturerhöhung – ist bei der Dimensionierung der Abstimm-schaltung darauf zu achten, daß der Sperrstrom bei erhöhter Umgebungstemperatur keine unzulässige Spannungsänderung verursacht.

2.2.6. Paarung der Tuner-Dioden, Gleichlauf

Wie bereits am Ende des Abschnittes 2. erwähnt, ist die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie moderner Tuner-Dioden gewissen Streuungen unterworfen, so daß die Dioden empirisch zu Bestückungssätzen ausgemessen werden müssen. Das Meßverfahren und die Gleichlaufbedingungen werden im Abschnitt 6. beschrieben [12].

2.3. Der diodenabgestimmte Resonanzkreis

2.3.1. Die Tuner-Diode im Parallelresonanzkreis

In den Bildern 18, 19 und 20 sind drei Grundschaltungen für die Abstimmung von Parallelresonanzkreisen mit Kapazitätsdioden angegeben [13], [14], [15]. In der Schaltung Bild 18 wird der Tuner-Diode die Abstimmspannung über die Kreisspule und über den Vorwiderstand R_V zugeführt. In Reihe mit der Tuner-Diode liegt der Serienkondensator C_S , der den Kreis für Wechselstrom schließt, jedoch die Katode der Tuner-Diode von der Spule und damit vom negativen Pol der Abstimmspannung trennt. Außerdem ist eine feste Parallelkapazität C_P vorhanden. Der vor dem Vorwiderstand angeordnete Entkoppelkondensator wird als so groß angenommen, daß seine Kapazität in den folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden kann. Da der Vorwiderstand für Hochfrequenz dem Serienkondensator parallelgeschaltet ist, wird er als zusätzlicher Parallelverlustwiderstand R_k in den Kreis transformiert. Es gilt die Gleichung

$$R_k = R_V \cdot \left(1 + \frac{C_S}{C_{tot}} \right)^2 \quad (13)$$

Führt man in diese Gleichung anstatt der Diodenkapazität die Resonanzkreisfrequenz ω ein, so ergibt sich

$$R_k = R_V \cdot \left(\frac{\omega^2 \cdot L \cdot C_S}{1 - \omega^2 \cdot L \cdot C_P} \right)^2 \quad (14)$$

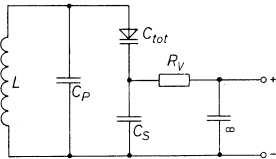


Bild 18:
Parallelresonanzkreis mit Tuner-Diode,
Vorwiderstand parallel zum
Serienkondensator

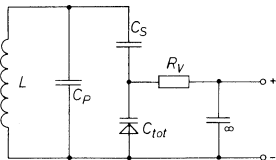


Bild 19:
Parallelresonanzkreis mit Tuner-Diode,
Vorwiderstand parallel zur Diode

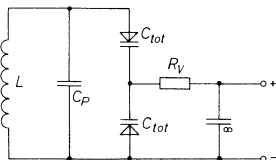


Bild 20:
Parallelresonanzkreis mit zwei Dioden

Der durch den Vorwiderstand R_V verursachte Dämpfungswiderstand R_k ist, wie man sieht, stark frequenzabhängig, was eine Frequenzabhängigkeit der Bandbreite des abgestimmten Kreises zur Folge haben kann, wenn man die Kapazität des Serienkondensators C_S nicht ausreichend groß wählt.

Wie Bild 19 zeigt, kann der Tuner-Diode die Abstimmspannung auch direkt parallel zugeführt werden. Für den in den Kreis transformierten Parallel-Verlustwiderstand gilt in diesem Falle:

$$R_k = R_V \left(1 + \frac{C_{tot}}{C_S} \right)^2 \quad (15)$$

und

$$R_k = R_V \cdot \left(\frac{\omega^2 \cdot L \cdot C_S}{\omega^2 \cdot L \cdot (C_S + C_P) - 1} \right)^2 \quad (16)$$

Der Einfluß des Vorwiderstandes R_V ist hier größer als in der Schaltung Bild 18, solange

$$C_S^2 > C_S (C_{tot} + C_P) + C_{tot} \cdot C_P \quad (17)$$

ist. Das ist meistens der Fall, da man für den Serienkondensator C_S eine möglichst große und für die Parallelkapazität C_P eine möglichst kleine Kapazität anstreben wird. Daher ist die Schaltung Bild 18 normalerweise der Schaltung Bild 19 vorzuziehen. Ausgenommen ist dabei der Fall, daß der Resonanzkreis bei steigender Frequenz mit Hilfe des Vorwiderstandes zusätzlich bedämpft werden soll.

In der Schaltung Bild 20 wird der Resonanzkreis durch zwei Tuner-Dioden abgestimmt, die für die Abstimmspannung über die Spule parallelgeschaltet, für Hochfrequenz aber mit entgegengesetzter Polarität in Reihe geschaltet sind. Diese Anordnung hat den Vorteil, daß die Kapazitätsverschiebung, die durch Wechselspannungsaussteuerung hervorgerufen wird (siehe Abschnitt 2.3.5.), bei den beiden Dioden entgegengesetzte Richtung hat und sich daher aufhebt. Der Vorwiderstand R_V , der den Tuner-Dioden die Abstimmspannung zuführt, wird dabei über den ganzen Abstimmbereich mit einem konstanten Verhältnis in den Kreis transformiert. Unter der Voraussetzung zweier identischer, verlustfreier Tuner-Dioden ergibt sich die Beziehung

$$R_k = 4 R_V \quad (18)$$

2.3.2. Kapazitäten parallel oder in Reihe zur Tuner-Diode

Wie aus den Bildern 18 und 19 zu sehen ist, liegt mit der Tuner-Diode meist ein Kondensator in Reihe, um den Kreis für Wechselstrom zu schließen und gleichzeitig einen Pol der Tuner-Diode gleichstrommäßig von der übrigen Schaltung zu trennen, damit der Diode die Abstimmspannung zugeführt werden kann. Nach Möglichkeit wird man die Kapazität des Serienkondensators C_S so groß wählen, daß die wirksame Kapazitätsvariation dadurch nicht eingeschränkt wird. Manchmal, wie beim Oszil-

Kapazitätsdioden

latorskreis von Empfängern, deren Zwischenfrequenz in der Größenordnung der Empfangsfrequenz liegt, ist das jedoch nicht möglich, und man muß den Einfluß der Serienkapazität berücksichtigen. Durch die Reihenschaltung des als verlustfrei angenommenen Kondensators C_S mit der Diodenkapazität C_{tot} wird die Abstimmkapazität verringert auf den Wert

$$C^* = C_{tot} \frac{1}{1 + \frac{C_{tot}}{C_S}} \quad (19)$$

Die Güte der wirksamen Abstimmkapazität ergibt sich aus der Güte der Tuner-Diode zu

$$Q^* = Q \left(1 + \frac{C_{tot}}{C_S} \right), \quad (20)$$

das heißt, sie wird durch die Serienkapazität erhöht. Das ausnutzbare Kapazitätsverhältnis wird verringert auf den Wert

$$\frac{C_{max}^*}{C_{min}^*} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \cdot \frac{1 + \frac{C_{min}}{C_S}}{1 + \frac{C_{max}}{C_S}}, \quad (21)$$

wobei C_{max} und C_{min} die maximale bzw. minimale Kapazität der Tuner-Diode ist.

Daraus resultiert allerdings der Vorteil, daß durch kapazitive Spannungsteilung die an der Tuner-Diode liegende Wechselspannungsamplitude reduziert wird auf

$$\hat{U}^* = \hat{U} \frac{1}{1 + \frac{C_{tot}}{C}}, \quad (22)$$

so daß man den unteren Wert der Abstimmspannung kleiner wählen kann, was eine größere Maximalkapazität der Tuner-Diode, C_{max} , und ein größeres ausnutzbares Kapazitätsverhältnis ergibt. Der Einfluß des Serienkondensators läßt sich daher kleiner halten, als aus Gleichung 20 hervorgeht.

Die in den Bildern 18... 20 eingezeichnete Parallelkapazität C_P ist immer vorhanden, da sich Verdrahtungskapazitäten nicht vermeiden lassen und jede Spule eine Eigenkapazität hat. Durch Parallelschaltung der als verlustfrei angenommenen Kapazität C_P wird die Abstimm-Gesamtkapazität größer, und man erhält, wenn man C_S als vernachlässigbar groß annimmt,

$$C^* = C_{tot} \cdot \left(1 + \frac{C_P}{C_{tot}} \right). \quad (23)$$

Die Güte der wirksamen Abstimmkapazität ergibt sich aus der Güte der Tuner-Diode zu

$$Q^* = Q \cdot \left(1 + \frac{C_P}{C_{tot}} \right), \quad (24)$$

das heißt, sie wird durch die Parallelkapazität erhöht. Das ausnutzbare Kapazitätsverhältnis wird kleiner:

$$\frac{C_{max}^*}{C_{min}^*} = \frac{C_{max}}{C_{min}} \cdot \frac{1 + \frac{C_P}{C_{max}}}{1 + \frac{C_P}{C_{min}}} \quad (25)$$

Da schon eine relativ kleine Parallelkapazität das Kapazitätsverhältnis merklich verringert, muß beim Schaltungsentwurf auf kleine Verdrahtungs- und Spulen-Kapazität geachtet werden.

2.3.3. Abstimmbereich

Der Frequenzbereich, über den sich ein Parallelresonanzkreis nach Bild 18 mit der Tuner-Diode durchstimmen läßt, hängt vom ausnutzbaren Kapazitätsverhältnis der Diode und von den im Kreis vorhandenen Parallel- und Serienkapazitäten ab.

Es gilt

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{max}}{C_P \left(1 + \frac{C_{max}}{C_S}\right)}}{1 + \frac{C_{max}}{C_P \left(\frac{C_{max}}{C_{min}} + \frac{C_{max}}{C_S}\right)}}} \quad (26)$$

Der Serienkondensator C_S kann in vielen Fällen so groß gewählt werden, daß sein Einfluß vernachlässigbar wird. Dann vereinfacht sich Gleichung 26 zu

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{max}}{C_P}}{1 + \frac{C_{min}}{C_P}}} \quad (27)$$

Für diese Beziehung wurde das Diagramm Bild 21 errechnet, mit dem sich die zum Abstimmen eines Resonanzkreises über einen geforderten Frequenzbereich benötigten Tuner-Dioden-Parameter, Maximalkapazität und Kapazitätsverhältnis, ermitteln lassen. In Fällen, in denen die Serienkapazität C_S nicht vernachlässigbar ist, verringert sich das wirksame Kapazitätsverhältnis entsprechend Gleichung 21.

2.3.4. Gleichlauf

Die Tuner-Dioden von INTERMETALL werden, wie in Abschnitt 6. beschrieben, auf eine Toleranz der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie von $\pm 1,5\%$ sortiert. Dadurch ist der erforderliche Gleichlauf der Kreise eines Empfängers über den Abstimmbereich gewährleistet. Die Resonanzfrequenzen von Vor- und Zwischenkreis weichen von der Resonanzfrequenz

Kapazitätsdioden

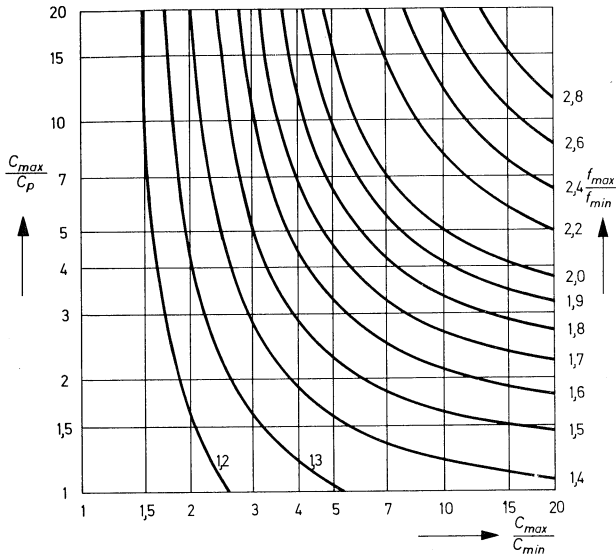


Bild 21: Diagramm zur Ermittlung des Kapazitätsverhältnisses und der Maximalkapazität

des Oszillatorkreises um die Zwischenfrequenz ab. Dabei muß in der von Drehkondensatoren her bekannten Weise durch Serien- und Parallelkapazitäten dafür gesorgt werden, daß sich ein möglichst kleiner Gleichlauffehler ergibt. Mögliche Frequenzabweichungen sind in der Gleichung

$$\frac{df}{f} = -\frac{1}{2} \frac{dC_0}{C_0} - \frac{1}{2} \frac{d(L - L_0)}{L} - \frac{1}{2} \frac{dL_0}{L_0} + \frac{n}{2} \frac{dU_R}{U_R + U_D} \quad (28)$$

zusammengefaßt. Die Parameterstreuungen dC_0/C_0 und dL_0/L_0 können nur durch die Änderung der Kreisinduktivitäten $d(L - L_0)/L$ oder durch die Änderung der Vorspannung $dU_R/(U_R + U_D)$ ausgeglichen werden.

2.3.5. Wechselspannungsaussteuerung

An der Tuner-Diode liegt beim normalen Betrieb in Sperrichtung die Summe von Abstimmspannung und Signalwechselspannung des Resonanzkreises. Der Arbeitspunkt und damit die Kapazität der Tuner-Diode ändern sich somit im Rhythmus der Wechselspannung. Infolge der nichtlinearen Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie treten dabei Spannungsverzerrungen und Kapazitätsverschiebungen auf, die durch genügend kleine Wechselspannungsamplitude und nicht zu kleinen Minimalwert der Abstimmspannung in Grenzen gehalten werden müssen [16]. Im Resonanzkreis wird eine Tuner-Diode vorwiegend mit einem oberwellenfreien Strom der Form

$$i = \hat{i} \cdot \cos \omega t$$

ausgesteuert. Die Wechselspannung an der Diode ist dabei

$$u = (U_R + U_D) \cdot \left[\left(1 + \frac{I(1-n)}{\omega C_{tot} U} \cdot \sin \omega t \right)^{\frac{1}{1-n}} - 1 \right]. \quad (29)$$

Die Auswertung dieser Gleichung zeigt, daß besonders die erste Oberwelle auftritt. Die durch die der Abstimmspannung überlagerte Wechselspannung verursachte Kapazitätsverschiebung ist in Bild 22 gezeigt. Die Spannungsverzerrung und damit die Kapazitätsverschiebung läßt sich weitgehend vermeiden, wenn zwei Tuner-Dioden nach Schaltung Bild 20 eingesetzt werden.

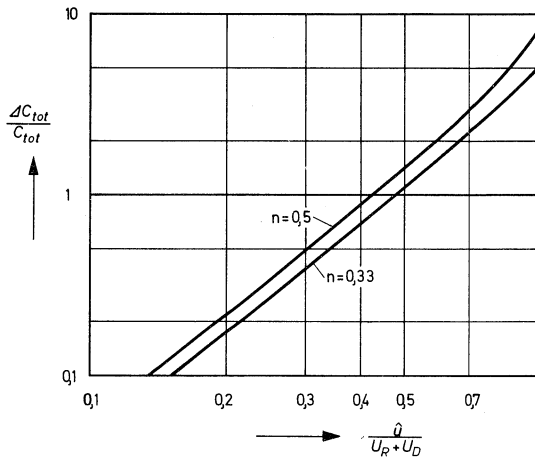


Bild 22: Kapazitätserhöhung als Funktion der Wechselspannungsaussteuerung

2.3.6. Kompensation der Temperaturabhängigkeit

Wie schon in Abschnitt 2.2.2. erwähnt, wird die Änderung der Diodenkapazität im wesentlichen durch die Temperaturabhängigkeit der Diffusionsspannung – siehe Gleichung 1 – bewirkt. Bei einem diodenabgestimmten Resonanzkreis ist daher der Temperaturkoeffizient der Resonanzfrequenz von der Abstimmspannung und damit von der Resonanzfrequenz abhängig. Deshalb ist es nicht möglich, die Temperaturabhängigkeit der Resonanzfrequenz mit Hilfe temperaturabhängiger Kondensatoren zu kompensieren, wie das bei mechanisch abgestimmten Kreisen üblich ist. Für eine einwandfreie Kompensation muß die Abstimmspannung um den gleichen Betrag erhöht werden, um den sich die Diffusionsspannung der Diode mit zunehmender Temperatur verringert, nämlich um rund 2 mV/K. Das läßt sich sehr einfach dadurch erreichen, daß man eine im Durchlaßbereich betriebene Siliziumdiode mit der Abstimmspannungsquelle in Reihe schaltet, wie das in Bild 23 gezeigt ist. Da sich die Durch-

Kapazitätsdioden

laßspannung dieser Diode um -2 mV/K mit der Umgebungstemperatur ändert, wird die für den Arbeitspunkt der Tuner-Diode wirksame Spannung

$$U = U_0 + U_D - U_F$$

praktisch temperaturunabhängig und damit auch die Diodenkapazität. In der Praxis empfiehlt es sich, über den Widerstand R_F die Diode mit einem zusätzlichen Strom zu beaufschlagen, um ihren differentiellen Durchlaßwiderstand ausreichend klein zu machen und so kapazitive Störeinstreuungen auf die Abstimmleitung zu unterdrücken.

Um eine unterschiedlich starke, von der Höhe der Abstimmspannung abhängige Belastung der Abstimmspannungsquelle durch den Widerstand R_F zu vermeiden, bietet sich die Schaltung nach Bild 24 an, bei der die Emitterdiode des Transistors die Kompensation bewirkt und die Abstimmspannungsquelle nur mit dem Basisstrom dieses Transistors belastet wird.

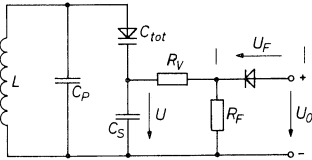


Bild 23:
Schaltung zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit mit einer Diode

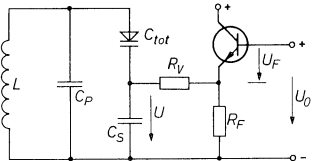


Bild 24:
Schaltung zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit mit einem Transistor

2.3.7. Dynamische Stabilität

Die Resonanzfrequenz eines diodenabgestimmten Eingangskreises folgt der Gleichung

$$f = f_0 \sqrt{\left(\frac{U_R + U_D}{U_{R0} + U_D} \right)^n} \quad (30)$$

Die Frequenz f_0 wird bei der Abstimmspannung U_{R0} mit Hilfe der Kreisinduktivität eingestellt. Da die Signalamplitude am Kreis von der Feldstärke des empfangenen Senders abhängt und da die Resonanzfrequenz des Kreises nach Abschnitt 2.3.5. amplitudenabhängig ist, kann an der Tuner-Diode eine unerwünschte Rückkopplung zwischen Abstimmspannung und zu empfangender Wechselfrequenz auftreten. Eine in ihrer Wirkung vergleichbare Störung ist der manchmal zu beobachtende Mikro-

fonieeffekt bei mechanischen Drehkondensatoren. Einer Untersuchung der Rückkopplung in diodenabgestimmten Resonanzkreisen wurden folgende Annahmen zugrundegelegt:

Die Impedanz der Antenne (bzw. des Meßsenders) ist vernachlässigbar klein.

An der Diode liegt die volle Wechselspannung (in der Praxis verursacht der Serienkondensator eine Spannungsteilung).

Die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie folgt einer Exponentialfunktion.

Die Kreisgüte ist unabhängig von der Amplitude der Wechselspannung.

Als Folge hoher Wechselspannung am Resonanzkreis treten drei unerwünschte Effekte auf:

- 1) Erzeugung von Oberwellen
- 2) Frequenzverwerfung
- 3) Kreuzmodulation

1) Die Nichtlinearität der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie verursacht Oberwellen. Die Selektion des ganzen Empfängers drückt jedoch den Einfluß dieser Oberwellen auf den Rauschpegel herab.

2) Wenn eine Sinusspannung u an der Tuner-Diode des Eingangskreises liegt, ändert sich die Kapazität der Diode nicht sinusförmig, sondern die Kapazität gehorcht der Gleichung

$$C_{\omega} / C = \left(1 + \frac{u}{U_R + U_D} \sin \omega t \right)^{-n} \quad (31)$$

Das bewirkt eine Änderung der Resonanzfrequenz des Kreises. Die induktive Flanke der Resonanzkurve wird steiler oder sogar rückläufig, was zu einem bistabilen Verhalten des Resonanzkreises führen kann. Die Frequenzänderung erfolgt so, als ob die Abstimmspannung und damit die Resonanzfrequenz kleiner würde. Die Größenordnung der Änderung der Resonanzfrequenz wurde für INTERMETALL-Tuner-Dioden mit Hilfe eines Computers aus der Fourier-Analyse folgender Gleichung ermittelt:

$$\frac{\Delta f}{f} = 1 + \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(1 + \frac{u}{U_R + U_D} \sin \omega t \right)^{\frac{n}{2}} d\omega t. \quad (32)$$

Bild 25 zeigt die für 2 % Frequenzverwerfung errechnete zulässige Wechselspannung an der Diode als Funktion der Abstimmspannung. Gemessene Werte weichen um nicht mehr als 10 % von den errechneten ab. Da die Güte der Kreise sowohl im VHF- als auch im UHF-Bereich bei 50 liegt, kann eine Frequenzverwerfung von 2 % zugelassen werden.

3) Die Kreuzmodulation ist ein Störeffekt, der durch Kennlinien-Nichtlinearitäten der beteiligten Bauelemente verursacht wird. Dabei wird die Modulation eines amplitudenmodulierten Störsignals auf den Träger des amplitudenmodulierten Nutzsignals übertragen. Die Kreuzmodulation ist praktisch unabhängig von der Amplitude des Nutzsignals.

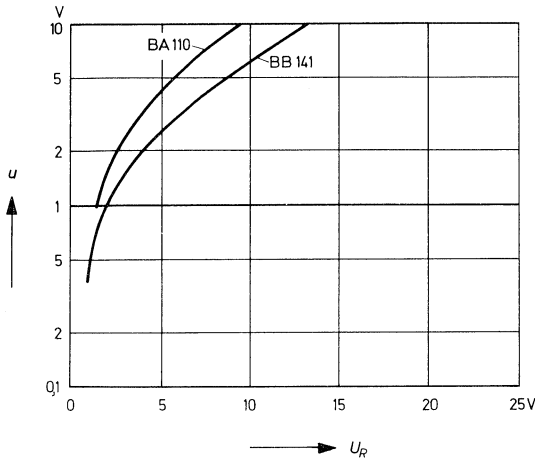


Bild 25: Zulässige Wechselspannung für 2 % Frequenzverwerfung in Abhängigkeit von der Abstimmspannung

Der Kreuzmodulationsgrad bei Tuner-Dioden beträgt

$$k = \frac{u^2}{(U_R + U_D)^2} \cdot m_u \frac{n(n+1)}{2} \quad (33)$$

Aufgelöst nach u erhält man

$$u = \frac{U_R + U_D}{n} \cdot \sqrt{\frac{2kn}{m_u(n+1)}} \quad (34)$$

Die gebräuchliche Definition des Kreuzmodulationsgrades für Meßzwecke ist: Ein zu 100 % modulierte Störsignal ($m_u = 1$) mit der Spannung u wird gleichzeitig mit dem Nutzsinal von dem diodenabgestimmten Eingangskreis empfangen. Eine durch das Störsignal verursachte Modulation des Nutsträgers von 1 % bedeutet einen Kreuzmodulationsgrad $k = 0,01$. Damit ergibt sich für Tuner-Dioden

$$u = 0,14 \frac{U_R + U_D}{n} \cdot \sqrt{\frac{n}{n+1}} \quad (35)$$

Bild 26 zeigt die grafische Lösung dieser Gleichung für die Dioden BA 110 und BB 141. In der Praxis zeigen mit den Tuner-Dioden BB 121 bzw. BB 141 bestückte FM- und VHF/UHF-Tuner nur das von den verwendeten bipolaren Transistoren oder Feldeffekttransistoren gegebene Kreuzmodulationsverhalten. Bei bipolaren Transistoren ist $u \approx 15 \dots 100$ mV, bei FETs 100 ... 300 mV.

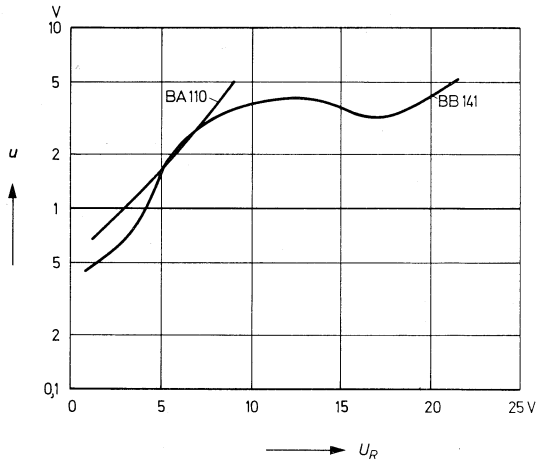


Bild 26: Grafische Lösung von Gleichung (35)

2.3.8. Statische Stabilität

Um störungsfreien Betrieb zu gewährleisten, müssen auch die statischen Parameter der Tuner-Dioden, speziell der Sperrstrom, beachtet werden. Wird die Gleichung für die Abstimmspannung

$$U_R = U_B - I_R \cdot R_V \quad (36)$$

differenziert, so erhält man bei bekanntem Sperrstrom I_R die Abstimmspannungsänderung

$$dU_R = dU_B - R_V \cdot I_R \left(\frac{dR_V}{R_V} + \frac{dI_R}{I_R} \right). \quad (37)$$

Daraus resultiert folgende Änderung der Resonanzfrequenz

$$\frac{df}{f} = \frac{n}{2(U_R + U_D)} \left[dU_D - R_V \cdot I_R \left(\frac{dR_V}{R_V} + \frac{dI_R}{I_R} \right) + dU_B \right]. \quad (38)$$

Die Frequenzstabilität ist um so größer, je kleiner der Exponent n und je größer die Abstimmspannung U_R ist. Der Einfluß der Temperaturabhängigkeit der Diffusionsspannung U_D und seine Kompensation wurde bereits in den Abschnitten 2.2.2. und 2.3.6. behandelt. Wenn der Vorwiderstand R_V nicht zu groß gewählt wird, kann man den Einfluß seiner Änderung (dR_V/R_V) sowie den Einfluß der Temperaturabhängigkeit des Sperrstromes – Verdopplung für 10 K Temperaturerhöhung – vernachlässigen.

2.3.9. Erzeugung der Abstimmspannung

Der Einfluß der Versorgungsspannung U_B in Gleichung 38 ist vielseitig. Der Temperaturkoeffizient der Spannungsquelle – aus wirtschaftlichen

Kapazitätsdioden

Gründen kommt meist nur eine Z-Diode zur Stabilisierung in Frage – wirkt sich nicht nur bei Änderung der Umgebungstemperatur aus, sondern auch bei der Erwärmung der Z-Diode nach dem Einschalten oder bei Änderung des Arbeitsstromes.

Eine äußere Temperaturkompensation der Arbeitsspannung der Z-Diode kann nicht alle Einflüsse erfassen und vergrößert außerdem den Vorwiderstand R_V und seine mögliche Änderung. Deswegen wurde bei INTERMETALL speziell für die Stabilisierung der Abstimmspannung von Fernsehfernern die temperaturkompensierte Z-Diode ZTK 33 entwickelt. Das ist eine integrierte Anlogschaltung, die sich als Zweipol wie eine Z-Diode einsetzen läßt, dabei aber einen wesentlich kleineren Temperaturkoeffizienten und einen kleineren inhärenten differentiellen Widerstand hat [17]. Die Arbeitsspannung der ZTK 33 liegt bei 33 V, und ein besonderer Vorteil dieses Bauelements ist die extrem kurze thermische Einlaufzeit von nur etwa 20 s.

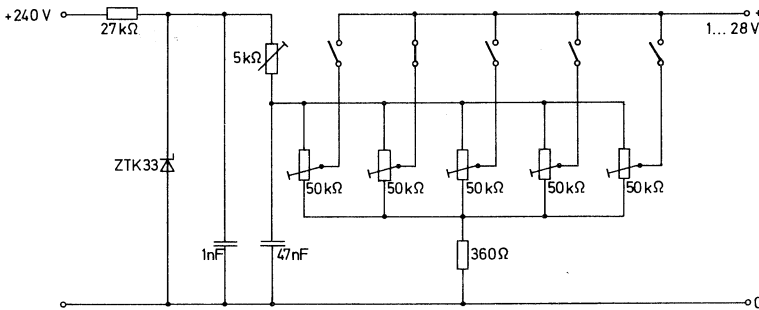


Bild 27: Stabilisierung der Abstimmspannung mit ZTK 33

Bild 27 zeigt den Abstimmteil eines netzbetriebenen Fernsehempfängers. Aus der im Gerät vorhandenen Versorgungsspannung von etwa 240 V gewinnt man die stabilisierte Abstimmspannung mit einer einfachen Parallelstabilisierungsschaltung. Dank der günstigen Eigenschaften der ZTK 33 ist die Abstimmspannung bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 10\%$ im Umgebungstemperaturbereich von 20...45 °C auf etwa 1...2‰ konstant. Die Schaltung Bild 27 ist für eine Senderwahl mit Drucktasten ausgelegt, wie sie heute üblich ist. Die Einstellpotentiometer für die fünf Kanaltasten sind parallelgeschaltet und liegen über einen gemeinsamen einstellbaren Vorwiderstand von 5 k Ω an der stabilisierten Spannung von etwa 33 V. Der Vorwiderstand dient dazu, die Spannung an den Potentiometern unabhängig von den Toleranzen der ZTK 33 genau auf den erforderlichen Wert von z. B. 28 V einzustellen.

Inzwischen ist die Entwicklung der Abstimmeelektronik für Fernsehempfänger [18] in Verbindung mit der Allgemeingut gewordenen Ultraschall-Fernbedienung [19] so stürmisch vorangeschritten, daß es den Rahmen dieses Buches sprengen würde, an dieser Stelle ausführlich darüber zu berichten.

2.3.10. Zahlenwerte für diodenabgestimmte Parallelresonanzkreise

Die Tabelle zeigt die wichtigsten Zahlenwerte für die Dimensionierung von Resonanzkreisen in UKW- und Fernsehtunern. Diese Werte sind rechnerisch ermittelt und können daher lediglich als Richtwerte dienen, da die Randbedingungen in den verschiedenen praktischen Fällen unterschiedlich sein werden.

Bereich	$f_{min} - f_{max}$ MHz	Diode	L μ H	C_p pF	U_{min} V	U_{max} V
UKW	87 ... 104	BB 141	0,11	16	2	10
VHF I	51 ... 65	BB 141	0,54	8	4	25
VHF III	175 ... 220	BB 142	0,046	8	4	25
UHF IV + V	470 ... 790	BB 141	0,012	1	2	25

3. Schalterdioden

Die nachfolgend beschriebenen Schalterdioden, englisch diode switches genannt, sind etwas anderes als die in der Rechner- und Impulstechnik eingesetzten Schaltdioden (switching diodes). Während bei Schaltdioden das zu schaltende Signal selbst den Schaltvorgang bewirkt – je nach Signalpegel fließt Strom durch die Schaltdiode oder nicht –, wird bei Schalterdioden mit Hilfe einer Gleichspannung bzw. eines Gleichstromes ein Wechselstrom aus- und eingeschaltet. Speziell für diese Anwendung entwickelte Schalterdioden, BA 243 und BA 244 (siehe Bild 28), sind bei der Bandumschaltung in Fernsehgeräten heute Stand der Technik und werden dafür in sehr großer Stückzahl produziert. Aber auch zum Schalten von NF-Signalen, z. B. in Tonbandgeräten oder Verstärkern, lassen sich Dioden mit Vorteil einsetzen, wie in Abschnitt 3.2. gezeigt wird.

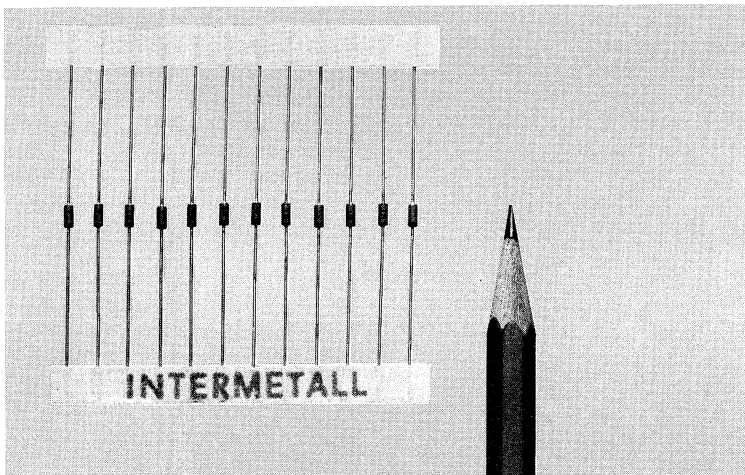


Bild 28: Gegurtete Schalterdioden im Größenvergleich.

3.1. Schalterdioden für die elektronische Bandumschaltung

Die Vorteile der elektronischen Abstimmung von Fernsehgeräten werden erst dann voll wirksam, wenn auch die Bandumschaltung elektronisch und nicht mehr mit Hilfe von mechanisch bewegten, Verschleiß und Verschmutzung unterworfenen Schalterkontakten vorgenommen wird. Bild 29 zeigt ein Beispiel für den Einsatz von Schalterdioden.

Schaltdioden haben gegenüber mechanischen Schaltern die Vorteile hoher Betriebssicherheit und praktisch unbegrenzter Lebensdauer. Durch die kontaktlose Bereichumschaltung mit Hilfe der Schalterdioden BA 243 oder BA 244 ergeben sich neue Möglichkeiten für die Fernbedienung von Empfängern, da die Schalterdioden genau wie die Kapazitätsdioden mit Gleichstrom gesteuert werden. Es ist keine mechanische Verbindung

zwischen den Bedienungselementen an der Frontplatte und den Schwingkreisen mehr erforderlich, und ein Fernsehtuner kann an elektrisch und thermisch günstiger Stelle im Empfänger angeordnet werden. Damit hat der Gerätehersteller mehr Freiheiten bei der Gehäusegestaltung. Da an einem solchen Tuner keine mechanischen Belastungen auftreten, kann das Tunergehäuse aus galvanisierbarem Kunststoff bestehen. Zur Abschirmung kann das Gehäuse eine Zinnoberfläche bekommen. Man kommt damit zu sehr kleinen und kompakten Konstruktionen, und es ergeben sich wirtschaftliche Lösungen für die Tunerherstellung.

3.1.1. Technologie der Schalterdioden

Die von der Anwendung her vorgegebenen Eigenschaften, nämlich kleine Sperrschichtkapazität, kleiner differentieller Widerstand r_f in Durchlaßrichtung und induktivitätsarmer Aufbau, erfordern entsprechende technologische Maßnahmen. Um bei einer vorgegebenen Sperrspannung eine möglichst kleine Sperrschichtkapazität zu erhalten, müßte man eine möglichst kleine Diodenfläche und ein hochohmiges Ausgangsmaterial anstreben, was aber der Forderung nach kleinem Bahnwiderstand widerspricht. Die optimale Fläche der Sperrschicht ist somit ein Kompromiß zwischen gegensätzlichen Forderungen. Um trotz hochohmigen Siliziums in der Umgebung der Sperrschicht den geforderten kleinen Bahnwiderstand zu erzielen, benutzt man bei der Herstellung der Schalterdioden das Epitaxieverfahren [8], so daß sich eine dünne hochohmige Schicht auf niederohmigem Trägermaterial (Substrat) ergibt. Der spezifische Widerstand der Epitaxieschicht geht bei ausreichend großem Durchlaßstrom nicht in den Bahnwiderstand ein, weil diese Schicht infolge Trägerüberschwemmung sehr niederohmig wird.

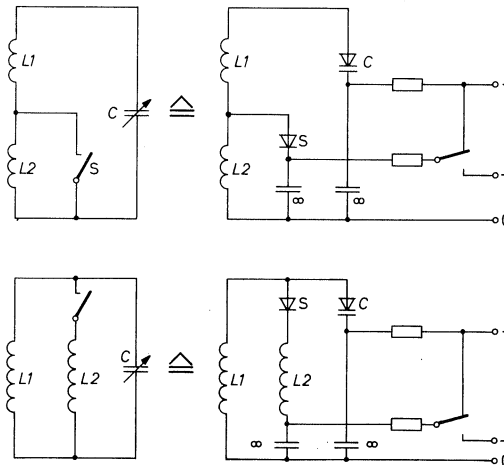


Bild 29: Gegenüberstellung von mechanisch und elektronisch abstimmbaren und umschaltbaren Resonanzkreisen

Schalterdioden

Etwas kritischer ist die Impedanz Z_i der Sperrschicht, welche sich nach der Ersatzschaltung Bild 30 aus der stromunabhängigen Sperrschichtkapazität C_S und der stromabhängigen Diffusionskapazität

$$C_D = \frac{\tau_D \cdot I_F}{U_T} \quad (39)$$

sowie aus dem Diffusionswiderstand

$$R_D = \frac{U_T}{I_F} \quad (40)$$

zusammensetzt. Darin ist τ_p die Lebensdauer der Minoritätsladungsträger und

$$U_T = \frac{k \cdot T}{q} = 26 \text{ mV} \quad (41)$$

die Temperaturspannung. Für den Realteil der Impedanz Z_i erhält man

$$\text{Re}(Z_i) = \frac{R_D}{1 + \omega^2 \cdot R_D^2 \cdot (C_S + C_D)^2} \quad (42)$$

Dieser Widerstand ist bei höheren Frequenzen stark stromabhängig, was aus folgender Näherung ersichtlich wird:

$$\text{a) für } I_F \rightarrow 0 \quad \text{Re}(Z_i) \approx \frac{I_F}{\omega^2 \cdot C_S^2 \cdot U_T} \quad (43)$$

$$\text{b) für } I_F \rightarrow \infty \quad \text{Re}(Z_i) \approx \frac{U_T}{\omega \cdot \tau_p \cdot I_F} \quad (44)$$

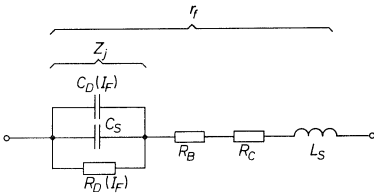


Bild 30: Ersatzschaltbild der Schalterdioden im Frequenzbereich von 1 MHz bis 1 GHz.

Bild 31 zeigt die Abhängigkeit des differentiellen Durchlaßwiderstandes vom Durchlaßstrom. Bei gegebenem Strom und gegebener Frequenz ist nach Gleichung 44 die Trägerlebensdauer in der Epitaxieschicht die einzige Größe, die eine Verkleinerung des differentiellen Durchlaßwiderstandes ermöglicht. Also muß durch geeignete technologische Maßnahmen dafür gesorgt werden, daß die Trägerlebensdauer groß ist.

Da die Schalterdioden für einen Frequenzbereich bis 1 GHz propagiert werden, ist ein Aufbau mit kleiner Induktivität und kleiner Kapazität erforderlich. Der Aufbau sollte keinen zusätzlichen Kontaktwiderstand hervorrufen. Deshalb wurde für die Schalterdioden der Double-Plug-Aufbau (Hartglas-Druckkontakt) gewählt, der die bei anderen Gehäusen üblichen S- oder U-Bends vermeidet. Das System befindet sich in Preßkontakt

zwischen kolbenförmigen Verdickungen der Anschlußdrähte, wobei der Kontaktdruck beim Erkalten der Glaseinschmelzung durch Schrumpfen des Glasgehäuses entsteht. Diese Bauform ergibt eine geringe Länge der Dioden (Länge des Glasgehäuses 4 mm, siehe Bild 2) und eine kleine Serieninduktivität. Weil die Anschlußdrähte direkt am Gehäuse gelötet werden dürfen, sind die Vorteile der kleinen Serieninduktivität voll ausnutzbar.

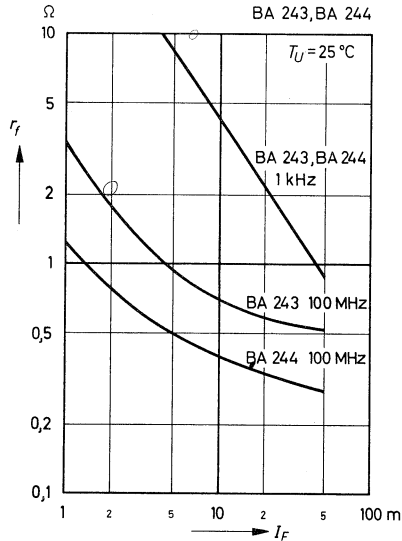


Bild 31: Differentieller Durchlaßwiderstand in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom

3.1.2. Daten der Schalterdioden

Die Silizium-Planar-Schalterdioden BA 243 und BA 244 sind für die elektronische Bandumschaltung von Tunern im Frequenzbereich von 10...1000 MHz bestimmt. Der differentielle Durchlaßwiderstand ist in weitem Frequenz- und Strombereich konstant und sehr klein. Die Diodenkapazität ist ebenfalls klein und in weiten Bereichen spannungsunabhängig. Der Aufbau ist induktivitätsarm. Die BA 243 ist für den VHF-Bereich und die BA 244 für den UHF-Bereich bestimmt.

Grenzwerte

Sperrspannung	U_R	20	V
Durchlaßstrom bei $T_U = 25^\circ\text{C}$	I_F	100	mA
Sperrschichttemperatur	T_i	150	$^\circ\text{C}$
Lagerungstemperaturbereich	T_S	- 55 ... + 150	$^\circ\text{C}$

Schalterdioden

Kennwerte bei $T_U = 25^\circ\text{C}$

Durchlaßspannung bei $I_F = 100\text{ mA}$ $U_F < 1\text{ V}$

Sperrstrom
 bei $U_R = 15\text{ V}$ $I_R < 100\text{ nA}$
 bei $U_R = 15\text{ V}, T_U = 60^\circ\text{C}$ $I_R < 1\text{ }\mu\text{A}$

BA 243 BA 244

differentieller Durchlaßwiderstand
 bei $f = 50 \dots 1000\text{ MHz}, I_F = 10\text{ mA}$ $r_f 0,7 (< 1)\text{ }\Omega$
 $I_F = 5\text{ mA}$ $r_f - 0,5 (< 0,7)\text{ }\Omega$

relative Änderung des differentiellen Durchlaßwiderstandes mit der Durchlaßstromänderung im Bereich von $I_F = 2 \dots 40\text{ mA}$
 $\frac{\Delta r_f \cdot 100}{r_f \cdot \Delta I_F} 5\text{ \%}/\text{mA}$

Kapazität
 bei $U_R = 15\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $C_{tot} 0,8 (< 1)\text{ pF}$
 bei $U_R = 1\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $C_{tot} 1,8 (< 2,1)\text{ pF}$

relative Änderung der Kapazität mit der Sperrspannungsänderung im Bereich von $U_R = 7 \dots 20\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$
 $\frac{\Delta C_{tot} \cdot 100}{C_{tot} \cdot \Delta U_R} 1\text{ \%}/\text{V}$

Serieninduktivität, gemessen am Gehäuse $L_s 2,5\text{ nH}$

Sperrwiderstand bei $U_R = 15\text{ V}$ $R_R 1\text{ M}\Omega$

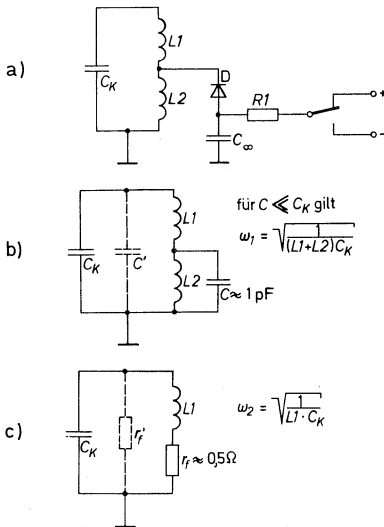


Bild 32: a) Schalterdiode als „Wellenschalter“, Kurzschluß einer Teilinduktivität
 b) Ersatzschaltbild bei gesperrter Schalterdiode
 c) Ersatzschaltbild bei leitender Schalterdiode

3.1.3. Schwingkreise mit Schalterdioden

Bild 32 erläutert die Funktion der Schalterdiode an Hand eines Parallelresonanzkreises, dessen Resonanzfrequenz durch Kurzschluß eines Teiles der Kreisinduktivität umgeschaltet werden kann. Eine solche Umschaltung ist im VHF-Tuner zwischen Band I und Band III erforderlich, weil die Frequenzbänder I und III weit auseinanderliegen.

Der Kondensator C_K stellt die Schwingkreiskapazität dar. Der Index ∞ am Kondensator C soll andeuten, daß die Kapazität dieses Kondensators sehr viel größer als die Kreiskapazität gewählt werden muß. C schließt den Wechselstromkreis bei kurzgeschlossener Induktivität L_2 und ermöglicht die Zuführung der Schalt- bzw. Sperrspannung an einem wechsellspannungsmäßig kalten Punkt. Der Widerstand R_f dient der Strombegrenzung in Durchlaßrichtung.

Bei einer Sperrspannung von z. B. $U_R = 15$ V stellt die Schalterdiode einen 1-pF-Kondensator dar, wie in Bild 32b gezeigt. Ihre Kapazität wirkt als parasitäre Kapazität C' des Kreises, welche die wirksame Kapazitätsvariation des Schwingkreises bei kapazitiver Abstimmung verringert. Die Kapazität C' ist so klein, daß sie meistens gegenüber den Verdrahtungs- und Wicklungskapazitäten vernachlässigt werden kann. Bild 33 zeigt die relative Kapazität gesperrter Schalterdioden in Abhängigkeit von der Sperrspannung.

Läßt man einen Durchlaßstrom von z. B. 10 mA durch die Schalterdiode fließen, so wirkt sie wie ein Widerstand von etwa $0,5 \Omega$ (siehe Bild 31). Die Wirkung dieses Widerstandes r_f auf den Schwingkreis zeigt Bild 32c.

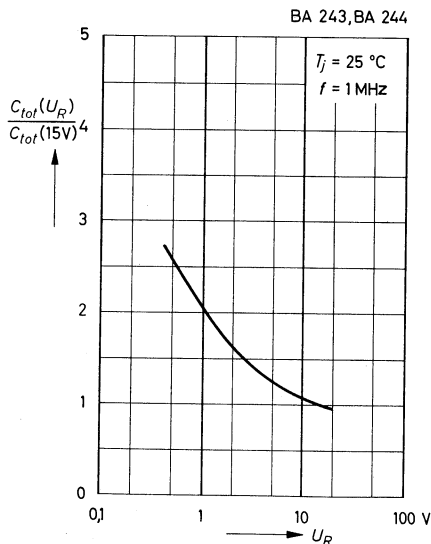


Bild 33: Kapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung

Schalterdioden

Die Umrechnung des Serien-Verlustwiderstandes r_f in einen Parallel-Verlustwiderstand r'_f geschieht nach folgender Überlegung: Der Parallelwiderstand r'_f übt auf den Kreis dieselbe Wirkung aus wie der Serienwiderstand r_f , d. h., die Güte Q des Kreises ist in beiden Fällen gleich. Das kann unter der Voraussetzung $\omega L \gg r_f$ durch folgenden Ansatz ausgedrückt werden:

$$Q = \frac{\omega L1}{r_f} = \frac{r'_f}{\omega L1} \quad (45)$$

$$r'_f = \frac{(\omega L1)^2}{r_f} \quad (46)$$

Die Auswertung dieser Gleichung zeigt, daß ein differentieller Widerstand $r_f \approx 0,5 \Omega$ bezüglich Verstärkung und Selektivität in den meisten Anwendungsfällen zugelassen werden kann.

So wie durch Kurzschließen einer Teilinduktivität die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises umgeschaltet werden kann, ist das auch durch Parallelschalten einer zweiten Induktivität möglich. Den Einsatz der Schalterdiode für diesen Anwendungsfall zeigt Bild 34. Im Unterschied zu Bild 32 wird hier die Kreisinduktivität alternativ aus $L1$ oder aus der Parallelschaltung von $L1$ und $L2$ gebildet. Man kann gegenüber Bild 32 einen Schaltkontakt einsparen, wenn man die negative Spannung über

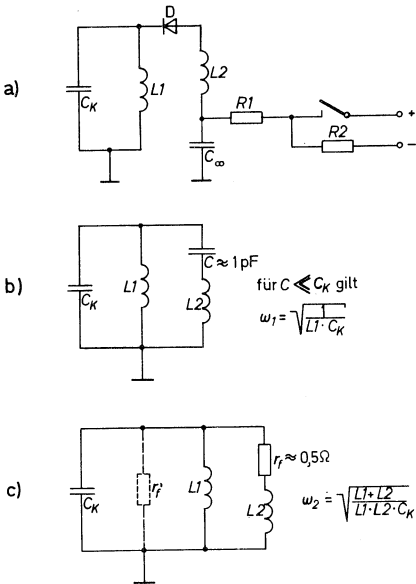


Bild 34: a) Schalterdiode als „Wellenschalter“, Parallelschaltung einer Induktivität
 b) Ersatzschaltbild bei gesperrter Schalterdiode
 c) Ersatzschaltbild bei leitender Schalterdiode

einen großen Widerstand R_2 fest an die Diode legt. Bild 34b zeigt die Ersatzschaltung bei gesperrter Schalterdiode (tiefe Resonanzfrequenz), Bild 34c die Ersatzschaltung bei leitender Schalterdiode (hohe Resonanzfrequenz).

In Rundfunk- und Fernsehempfängern kann meistens die zur Sperrung der Schalterdioden erforderliche negative Gegenspannung durch Gleichrichtung aus der Oszillator-Wechselspannung gewonnen werden, weil zur Sperrung der Dioden eine sehr kleine Leistung ausreicht. Es ist zu beachten, daß im gesperrten Zustand die Reihenschaltung der Induktivität L_2 mit der Kapazität C der Diode einen Saugkreis bildet. Da diese Kapazität sehr klein ist – etwa 1 pF –, können Störungen durch diesen Effekt meistens vermieden werden. Wie hier an Einzelkreisen beschrieben, können in der gleichen Weise mehrkreisige Bandfilter und breitbandige Filter mit Schalterdioden umgeschaltet werden.

Im folgenden soll an einem Beispiel aus der Praxis der Einsatz der Schalterdioden erklärt werden. Es lassen sich grundsätzlich alle mechanischen HF-Schaltkontakte in Rundfunk- und Fernsehgeräte-Eingangsstufen durch Schalterdioden ersetzen. Unter Umständen muß die Versorgungsleitung der Dioden durch LC - oder RC -Glieder für Hochfrequenz gesperrt werden, wenn es nicht möglich ist, die Schaltgleichspannung an einem hochfrequenzmäßig kalten Punkt zuzuführen.

3.1.4. Schalterdioden im Fernsehempfänger

Bild 35 zeigt das Prinzipschaltbild eines elektronisch abstim- und umschaltbaren VHF-Fernsehtuners für die Empfangsbänder I ($46 \dots 62\text{ MHz}$) und III ($175 \dots 224\text{ MHz}$), bei dem eine Umschaltung der Eingangsfiler, des Bandfilters und des Oszillatorkreises erforderlich ist. Diese Schaltfunktionen werden von Schalterdioden BA 243 übernommen. In diesem Beispiel ist, wie in den meisten europäischen Ländern üblich, kein selektiver Vorkreis, sondern ein breitbandiges Eingangsfiler zwischen Antenne und Vorstufentransistor vorgesehen. Wegen der notwendigen Leistungs- oder Rauschanpassung über dem relativ großen Frequenzbereich wird dieses von den meisten Tunerherstellern umgeschaltet, wie hier über die Schalterdioden D1 und D2.

Die anderen Dioden D3...D6 dienen dem Bandwechsel des Bandfilters, der Umschaltung der Ankopplung an den Mischtransistor und der Umschaltung der Oszillatorfrequenz. Um Schaltstrom zu sparen – jede Diode benötigt 10 mA – sind hier jeweils alle Dioden, die gleichzeitig Durchlaßstrom erhalten sollen, in Reihe geschaltet. Der Mehraufwand dafür besteht in einigen HF-Drosseln, die aber für hohe Frequenz einfach zu realisieren sind. Der erforderliche Gleichstrom für die Schalterdioden kann durch eine einfache Gleichrichterschaltung z. B. dem Heizkreis des Fernsehempfängers entnommen werden. Die zur Sperrung der Dioden verwendete negative Gegenspannung kann durch Gleichrichtung der Oszillatortspannung gewonnen werden. Der Oszillator wird so dimensioniert, daß ihm die dafür benötigte kleine Leistung entzogen werden darf.

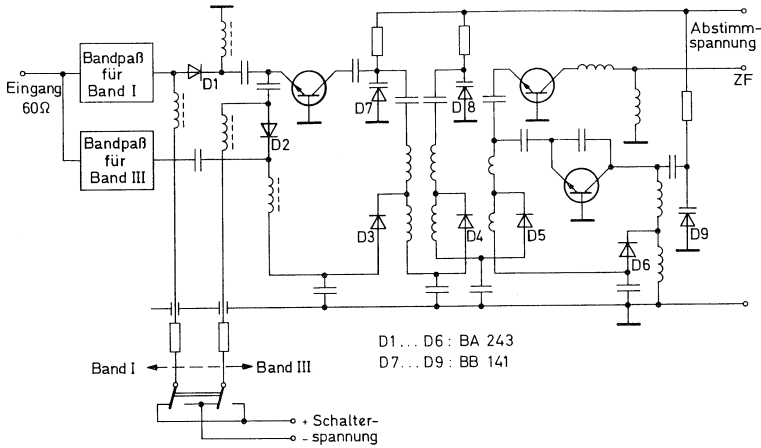


Bild 35: Prinzipschaltung eines VHF-Fernsehtuners mit elektronischer Bandumschaltung

Eine technisch elegante und preiswerte Lösung der Fernseheingangsstufen läßt sich u. U. durch einen vollelektronischen Tuner, d. h. einen elektronisch abstimm- und umschaltbaren kombinierten VHF/UHF-Tuner (siehe Abschnitt 5.2.5.) mit mehreren gemeinsamen Elementen, verwirklichen. Ein solcher Allbereichstuner kann mit nur drei Transistoren und einem kombinierten VHF-UHF-Bandfilter in $\lambda/2$ - oder $\lambda/4$ -Technik für UHF aufgebaut werden. Bei UHF-Empfang werden die VHF-Kreise kurzgeschlossen.

Bei Mehrnormenempfängern benötigt man zum Umschalten auf die verschiedenen Fernsehnormen eine Vielzahl von Schalterkontakten im Tuner, ZF-Verstärker, Videoverstärker und Impulsteil. Hier lassen sich mit Vorteil Schalterdioden einsetzen. Dadurch wird der mechanische Aufbau des Gerätes von der räumlichen Anordnung des Bedienungsteils unabhängig, und es entfallen störanfällige hochfrequenzführende Leitungen.

3.2. Das Schalten von NF-Signalen mit Dioden

3.2.1. Einleitung

NF-Geräte (Tonbandgeräte, Misch- und Endverstärker) müssen in der Regel auf verschiedene gleichzeitig angeschlossene Signalquellen umschaltbar sein. Schaltet man direkt in der Signalleitung um, so verläuft diese oft über größere Entfernung von den Verstärkergruppen zum Schalter. In der Praxis bedeutet dies, daß mehrere abgeschirmte Leitungen zwischen der Schaltergruppe und den verschiedenen Signalein- und -ausgängen verlegt werden müssen. Das ist in der Fertigung teuer (lohnintensiv, Ausfälle) und birgt Schwierigkeiten durch Störanfälligkeit, Brummeinstreuung oder Schleifenbildung, Übersprechen und Leitungskapazitäten.

Eine Möglichkeit, diese Schwierigkeiten zu vermeiden, besteht darin, die mechanischen Schalter direkt zwischen die zu verbindenden Signalpunkte zu legen und dafür entweder in der Bedienungsanordnung Zugeständnisse zu machen oder mechanische Verbindungsglieder zwischen Bedienungsfeld und Schaltern anzuordnen. Nachstehend soll eine andere, elegantere Lösung besprochen werden, nämlich der Ersatz der Schalterkontakte im Signalweg durch Schalterdioden. Bei dieser Ausführung haben die Schalter des Bedienungsfeldes nur die Gleichströme zu schalten, welche zum Öffnen und Sperren der Dioden erforderlich sind. Die Dioden liegen direkt im Signalweg, und die geschrömtten Leitungen mit ihren Problemen entfallen.

3.2.2. Grundschaltung, Ersatzschaltbilder und Definitionen

Bild 36 zeigt die Grundschaltung für den Einsatz einer Diode als Schalter für NF-Signale. Die Diode D bildet zusammen mit den Widerständen $R1$ und $R2$ einen Gleichstromkreis. Im Einschaltzustand liegt $R1$ an der positiven Gleichspannung U_{on} , und die Diode D wird vom Vorstrom I_V durchflossen. Im Ausschaltzustand liegt der Widerstand $R1$ an der negativen Gleichspannung $-U_{off}$, und die Diode wird von dieser Spannung

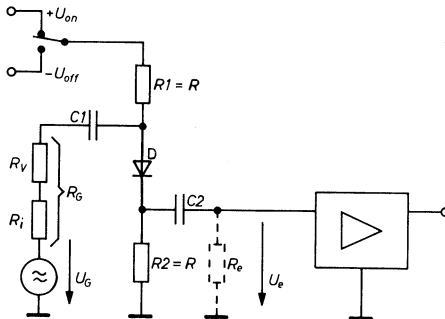


Bild 36: Diode als Schalter für NF-Signale

gesperrt. Weiter liegt die Diode D in einem NF-Signalstromkreis, welcher aus dem Generator mit der Ursprungung U_G und dem Innenwiderstand R_i , einem eventuellen Vorwiderstand R_V , den Kondensatoren $C1$ und $C2$, der Diode D und den Widerständen $R2$ und R_e besteht. Die Kondensatoren $C1$ und $C2$ bewirken die Potentialtrennung gegenüber dem Gleichstromkreis. Im Einschaltzustand treibt die Generatorspannung U_G einen Signalstrom I_S durch die Diode, welcher sich dem Vorstrom I_V überlagert. Für die Schaltungsfunktion sind außer dem Vorstrom I_V die Verhältnisse im Signalstromkreis maßgebend. Diese werden anhand der Ersatzschaltbilder Bild 37 erläutert.

Die Diode D hat für den Gleichstromkreis einen statischen Durchlaßwiderstand r_F , an dem eine annähernd konstante Spannung von ca. 0,6 V

abfällt. Für die Rechnung kann dieser Spannungsabfall und damit der statische Durchlaßwiderstand vernachlässigt werden. Für das NF-Signal hat die Diode D den differentiellen Durchlaßwiderstand r_f . Dieser Widerstand ist nichtlinear und verursacht Verzerrungen des Signalstroms I_S . Da er jedoch klein gegenüber den ohmschen Widerständen im Signalstromkreis ist, kann er ebenfalls bei der Berechnung des Signalstroms I_S vernachlässigt werden. Die Schraffur von r_f in Bild 37 soll seine Nichtlinearität andeuten.

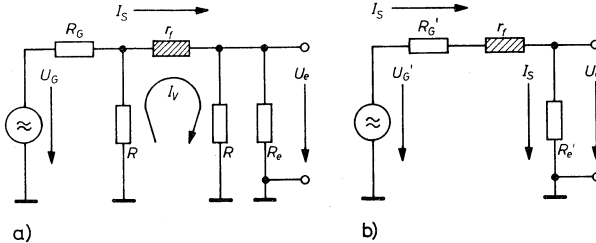


Bild 37: Ersatzschaltbilder

Die Widerstände R_1 und R_2 werden – wie später begründet wird – zweckmäßigerweise gleich groß gewählt. Sie werden deshalb in Bild 37a einfach R genannt. R_e ist der Eingangswiderstand des nachfolgenden Verbrauchers. Für die Verhältnisse im Signalstromkreis sind die Generatorspannung U_G und die Widerstände R'_G , r_f und R'_e maßgebend. Aus den Bildern 37a und b ergibt sich

$$U'_G = U_G \cdot \frac{R}{R + R_G} \quad (47)$$

$$R'_G = \frac{R_G \cdot R}{R_G + R} \quad (48)$$

$$R'_e = \frac{R_e \cdot R}{R_e + R} \quad (49)$$

Weiter wird definiert:

der Gesamtwiderstand R_{Sges} im Signalkreis mit

$$R_{Sges} = R'_G + r_f + R'_e, \quad (50)$$

der lineare Anteil R_S^* des Gesamtwiderstandes mit

$$R_S^* = R'_G + R'_e, \quad (51)$$

der Scheitelwert I_{SM} des Signalstroms mit

$$I_{SM} = I_S \cdot \sqrt{2} \quad (52)$$

und die Aussteuerung a der Diode mit

$$a = \frac{I_{SM}}{I_V}. \quad (53)$$

3.2.3. Schaltungsfunktion und Beziehungen

Im Ausschaltzustand liegt an der Diode die Spannung $-U_{off}$ in Sperrrichtung. Die Diode bleibt deshalb für Signalspannungen mit einem Scheitelwert $U_{GM} < U_{off}$ gesperrt, und es fließt kein Signalstrom in R'_e . Im Einschaltzustand fließt durch die Diode der Vorstrom

$$I_V \approx \frac{U_{on}}{2R} \quad (54)$$

Zugleich führt die Diode den Signalstrom

$$I_S = \frac{U'_G}{R_{Sges}} \approx \frac{U'_G}{R_S^*} \approx \frac{U_G}{R_G + \left(1 + \frac{R_G}{R}\right) \frac{R_e \cdot R}{R_e + R}} \quad (55)$$

Für die Aussteuerung a ergibt sich somit der Wert

$$a = \frac{I_{SM}}{I_V} = \frac{U_G}{U_{on}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2R}{R_G + \left(1 + \frac{R_G}{R}\right) \frac{R_e \cdot R}{R_e + R}} \quad (56)$$

Führt man noch die Widerstandsverhältnisse

$$\alpha = \frac{R_G}{R} \quad \text{und} \quad \beta = \frac{R}{R_e}$$

sowie

$$U_{GM} = U_G \cdot \sqrt{2}$$

ein, so erhält man

$$a = \frac{U_{GM}}{U_{on}} \cdot \frac{2}{\alpha + \frac{1 + \alpha}{1 + \beta}} \quad (57)$$

Praktisch hat derjenige Fall die größte Bedeutung, bei dem der Generatorwiderstand R_G klein gegen R ist, d. h. $\alpha \approx 0$, dagegen R_e größer als R ist. Die Aussteuerung wird dann näherungsweise

$$a \approx \frac{U_{GM}}{U_{on}} \cdot 2(1 + \beta) \quad (58)$$

Da die Aussteuerung nicht größer als 1 werden darf, muß die Einschaltspannung mindestens

$$U_{on} \geq 2 U_{GM} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_e}\right) \quad (59)$$

betragen.

Im Signalkreis wirkt die verzerrungsfreie Signalspannung U'_G auf den Gesamtwiderstand R_{Sges} des Signalkreises, welcher den kleinen nicht-linearen Anteil r_f besitzt. Dieser Anteil bewirkt eine kleine Verzerrung

Schalterdioden

des Signalstroms I_S . Da die Eingangsspannung des nachfolgenden Verstärkers

$$U_e = I_S \cdot R'_e \quad (60)$$

ist, zeigt sie die gleiche Verzerrung. In Bild 38 ist die Durchlaßkennlinie einer Universaldiode 1 N 4148 einmal im linearen und einmal im halb-logarithmischen Netz dargestellt. Der Kurvenverlauf folgt recht genau der Gleichung

$$I_F \approx 1 \text{ mA} \cdot \exp \frac{U_F - U_D}{U_T} \quad (61)$$

mit $U_D \approx 600 \text{ mV}$ und $U_T \approx 50 \text{ mV}$. Der differentielle Durchlaßwiderstand für das NF-Signal beträgt

$$r_f = \frac{U_T}{I_F} = \frac{U_T}{I_V} \approx \frac{50 \text{ mV}}{I_V} \quad (62)$$

Der in Bild 38a als Beispiel eingetragene Arbeitspunkt liegt bei $I_V = 100 \mu\text{A}$, und der Signalstrom beträgt $I_{SM} = 80 \mu\text{A}$. Damit wird

$$r_f = \frac{50 \text{ mV}}{100 \mu\text{A}} = 500 \Omega$$

$$a = \frac{80 \mu\text{A}}{100 \mu\text{A}} = 0,8$$

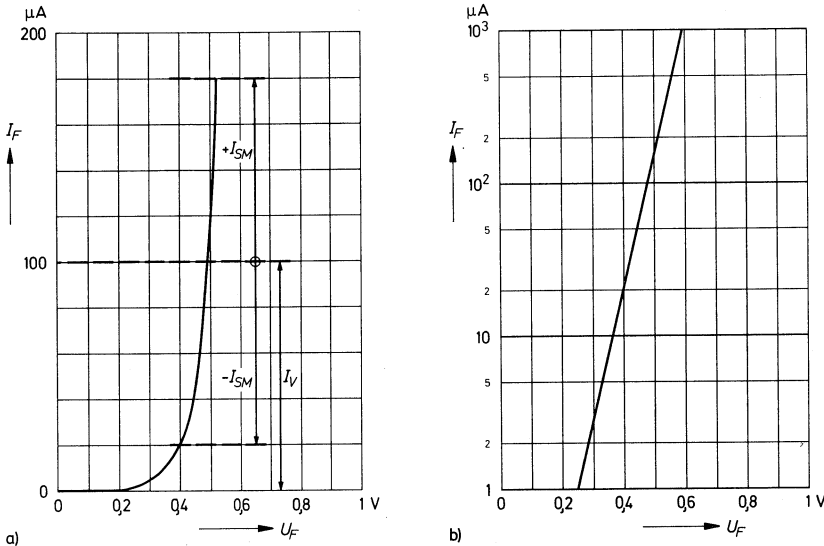


Bild 38: Durchlaßkennlinie einer Universaldiode 1 N 4148

- a) im linearen Netz
- b) im halblogarithmischen Netz

Aus Bild 37b und Bild 38a lassen sich für die Abschätzung des Klirrfaktors folgende Aussagen ablesen:

1. Der Klirrfaktor der Eingangsspannung U_e wird um so kleiner, je kleiner die Aussteuerung a ist. Das beruht auf dem Einfluß der Kennlinienkrümmung, unabhängig von den Absolutwerten I_V und I_{SM} .
2. Der Klirrfaktor der Eingangsspannung U_e wird um so kleiner, je größer das Verhältnis des linearen Widerstandes R_S^* zum nichtlinearen Widerstand r_f ist.
3. Eine Vergrößerung des Vorstromes I_V bei gleichbleibendem Signalstrom I_{SM} verringert zugleich die Aussteuerung a und den differentiellen Durchlaßwiderstand r_f . Sie bewirkt also eine Herabsetzung des Klirrfaktors sowohl nach 1. als auch nach 2.

3.2.4. Meßergebnisse

Zur Ermittlung der Klirrfaktoren des Signalstroms I_S bzw. der Signalspannung U_e , wie sie sich in Abhängigkeit von den Strömen I_V und I_S einerseits und dem Signalkreiswiderstand R_S^* andererseits ergeben, wurde eine Meßschaltung nach Bild 39 benutzt. Die Diode erhielt ihren Vorstrom I_V über zwei Widerstände R von je 100 k Ω . Das 25-k Ω -Potentiometer wurde so eingestellt, daß die Gesamtimpedanz R_e' an der Katode der Diode 10 k Ω betrug. Der lineare Signalkreiswiderstand R_S^* wurde durch Zuschalten der Widerstände R_{V1} und R_{V2} variiert. Durch den nachgeschalteten extrem klirrmarmen Verstärker wurde die Signalspannung U_e an der Katode auf den für den Klirrfaktormesser erforderlichen Pegel angehoben. Die Ströme I_V und I_{SM} wurden durch Spannungsmessung an der Katode ermittelt.

Bei der Klirrfaktormessung wurden folgende Wertebereiche überstrichen:

I_V	50 ... 500 μ A
I_{SM}	50 ... 350 μ A
R_V	null, 10 k Ω , 30 k Ω
k_{ges}	0,05 ... 1 %
r_f	1 k Ω ... 100 k Ω

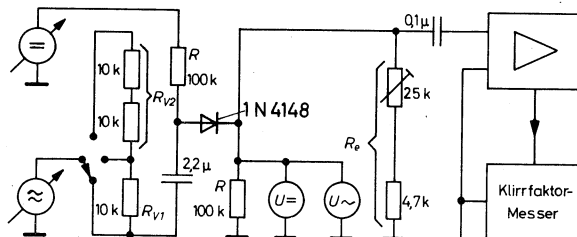


Bild 39: Meßschaltung zur Ermittlung des Klirrfaktors

In den Bildern 40 bis 42 sind die Meßergebnisse als Kurven gleichen (Gesamt-)Klirrfaktors in Abhängigkeit von I_V und I_{SM} dargestellt (ausgezogene Kurven). Zusätzlich sind einige Geraden konstanter Aussteuerung angegeben für $a = 0,5; 0,625; 0,8$ und $1,0$ (gestrichelt). Der Serienwiderstand R_V ist für Bild 40 null. Er beträgt $10\text{ k}\Omega$ für Bild 41 und $30\text{ k}\Omega$ für Bild 42. Dies entspricht Werten des linearen Signalkreiswiderstandes R_S^* von $10\text{ k}\Omega$ in Bild 40, $19\text{ k}\Omega$ in Bild 41 und $33\text{ k}\Omega$ in Bild 42, da zu R_V noch der anodenseitige Widerstand R parallel liegt. Die Meßergebnisse sind aufgrund der kleinen Werte von Strom und Klirrfaktor und der Widerstandstoleranzen mit einiger Unsicherheit behaftet. Der Fehler kann für die Ströme zu $< 10\%$, für den Klirrfaktor zu $< 20\%$ abgeschätzt werden. Trotzdem erhält man aus den Darstellungen einen guten Überblick über die Klirrfaktoren, die man bei Dimensionierung innerhalb des überstrichenen Wertebereiches zu erwarten hat. Die Kurven gleichen Klirrfaktors in den Bildern 40 bis 42 bestätigen bei näherer Betrachtung die weiter oben über den Klirrfaktor gemachten Aussagen. Darüber hinaus läßt sich folgendes ablesen:

Die Steigung der Kurven im oberen Strombereich liegt zwischen etwa 1,25 und 1,33 also wesentlich näher bei 1 als bei 2. Die Differenz der Steigung zum Wert 1 stellt den Einfluß der Verkleinerung von r_f , d. h. der Vergrößerung des Verhältnisses R_S^*/r_f bei steigendem Vorstrom dar. Dieser Einfluß ist demnach relativ klein gegenüber dem Einfluß der Aussteuerung a auf den Klirrfaktor. Die linearisierende Wirkung des Signalkreiswiderstandes R_S^* ist so stark, daß selbst bei Aussteuerung $a > 1$ noch sehr kleine Klirrfaktoren erzielt werden können. Im Oszillogramm zeigt sich das daran, daß bei Überschreitung der Aussteuerung 1 ein um so schärferer Knick an der abgekappten Halbwelle erscheint, je größer R_S^* ist. An der Aussteuerungsgrenze steigt der Klirrfaktor rasch an, und zwar um so abrupter, je größer R_S^* ist. Dieses Verhalten entspricht demjenigen gegengekoppelter Verstärker.

3.2.5. Dimensionierungshinweise

Für die Dimensionierung einer Dioden-Umschaltung für NF-Signalquellen nach Bild 36 können folgende Hinweise gegeben werden: Es ist zweckmäßig, alle Signalquellen durch geeignete Vorstufen auf annähernd gleichen Pegel und Innenwiderstand zu bringen und die Schalterdioden auf der Seite des nachfolgenden Verstärkers (Katode) zusammenzufassen. Innerhalb eines Hi-Fi-Verstärkerzuges geschieht dies am besten vor der Lautstärke- und Klangregelung. Der Pegel an dieser Stelle könnte z. B. $0,5 \dots 1\text{ V}$ betragen.

Wie schon in Bild 36 angedeutet, werden die Widerstände $R1$ und $R2$ am besten gleich groß ($= R$) gemacht. So wird die unerwünschte Belastung für das NF-Signal am geringsten. Mit der vorhandenen Einschaltspannung U_{on} und dem gewünschten Vorstrom I_V erhält man

$$R = \frac{U_{on}}{2 I_V} \quad (63)$$

Bild 40:
Kurven gleichen Klirrfaktors
bei $R_S^* \approx 10 \text{ k}\Omega$

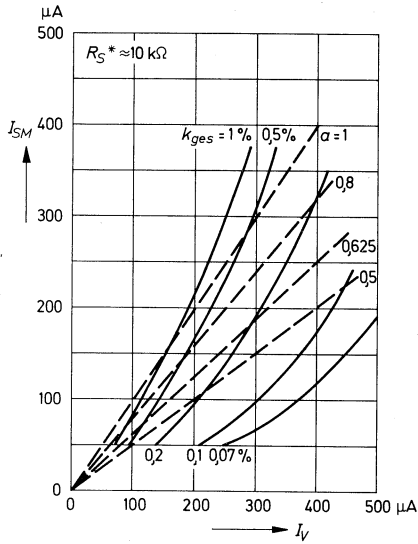


Bild 41:
Kurven gleichen Klirrfaktors
bei $R_S^* \approx 19 \text{ k}\Omega$

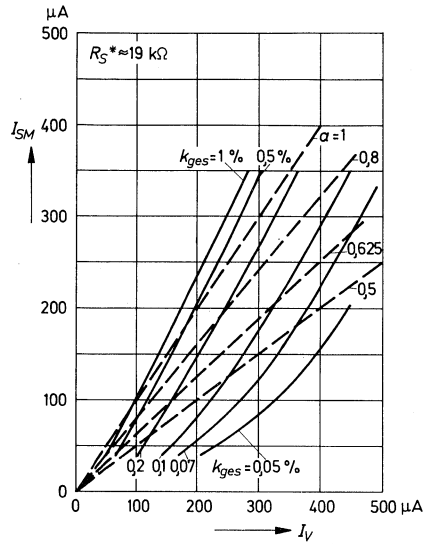
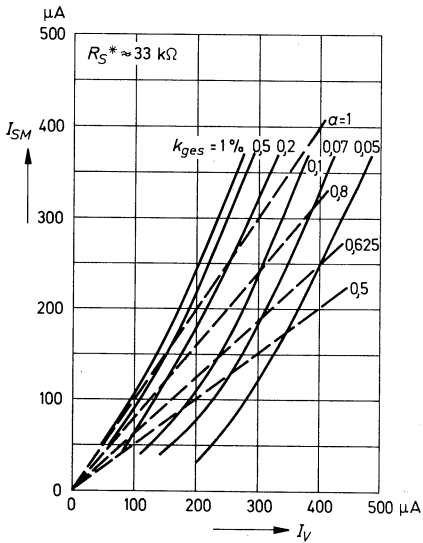


Bild 42:
Kurven gleichen Klirrfaktors
bei $R_S^* \approx 33 \text{ k}\Omega$



Schalterdioden

Es ist anzustreben, den linearen Kreiswiderstand R_S^* möglichst groß zu machen. Da jedoch

$$R_S^* = R \parallel R_G + R \parallel R_e \quad (64)$$

ist, wird er bereits durch die Widerstände R begrenzt. Jede Vergrößerung des Generatorwiderstandes erhöht zwar den Signalkreiswiderstand R_S^* , vermindert aber zugleich den Signalpegel U_e . Eine Vergrößerung des Eingangswiderstandes R_e dagegen erhöht zugleich den Widerstand R_S^* und die Spannung U_e . Daraus folgt, daß R_G so klein, R_e aber so groß wie möglich gemacht werden soll. Für

$$R_G \ll R \ (\alpha \approx 0) \text{ und } R_e \gg R \ (\beta \approx 0)$$

wird $R_S^* \approx R$ und $U_e \approx U_G$

Jede Verkleinerung von R_e oder Vergrößerung von R_G kostet Signalpegel, der an anderer Stelle durch Verstärkung wieder aufgebracht werden muß.

Der Koppelkondensator $C1$ (Bild 36) arbeitet auf die Parallelschaltung $R \parallel R_e'$. Er ist deshalb so zu dimensionieren, daß mit dem Widerstandswert dieser Parallelschaltung die vorgesehene untere Grenzfrequenz f_v erreicht wird:

$$C1 = \frac{R + 2 R_e}{2\pi f_v \cdot R \cdot R_e} \quad (65)$$

Der Koppelkondensator $C2$ dagegen arbeitet nur auf den Eingangswiderstand R_e . Für $C2$ gilt daher:

$$C2 = \frac{1}{2\pi f_v \cdot R_e} \quad (66)$$

Diese untere Grenzfrequenz f_v sollte wesentlich kleiner gewählt werden als die gewünschte untere Grenzfrequenz des gesamten Gerätes.

Die in Bild 36 der Vereinfachung halber gezeigte direkte Aufschaltung von U_{on} und $-U_{off}$ bewirkt jeweils einen Schaltknack: der positive und der negative Spannungssprung an $R2 = R$ um etwa den Betrag $U_{on}/2$ wird über $C2$ auf den Verstärkereingang übertragen. Da dieser Spannungssprung groß im Vergleich zur Signalspannung ist, empfiehlt es sich, gemäß Bild 43 ein Zeitkonstantenglied, bestehend aus dem Widerstand $R0$ und dem Kondensator $C0$, vor $R1$ zu schalten. Die Zeitkonstante $R0 \cdot C0$ sollte um einiges größer sein als die Zeitkonstante $R_e \cdot C2$. Die Werte $R0 = 1 \text{ k}\Omega$, $C0 = 50 \mu\text{F}$ liegen etwa in der richtigen Größenordnung. Der Kondensator $C0$ wird stets ein Elko sein. Er erhält bei Umschaltung auf die Abschaltspannung $-U_{off}$ Falschpolung. Dies ist unbedenklich, solange $-U_{off}$ den Betrag von 1,5 V nicht überschreitet. Die maximal zulässige effektive Signalspannung beträgt dann 1 V. Reicht diese Sperrspannung nicht aus, weil man größere Signale verarbeiten will, so muß man einen bipolaren Elko vorsehen.

Der Vollständigkeit halber sei noch erwähnt, daß die Einschaltspannung U_{on} gut gesiebt (brummfrei) und wechselstrommäßig niederohmig sein muß. Ebenso versteht sich von selbst, daß der Widerstand $R1 = R$ unmittelbar bei der Diode D sitzen muß, und daß der niederohmige, diodenferne Anschluß von $R1$ zum Schalter geführt wird. Für die Siebung der Abschaltspannung $-U_{off}$ sind die Anforderungen nicht hoch, da die gesperrte Diode die Brummspannung vom nachfolgenden Verstärker fernhält.

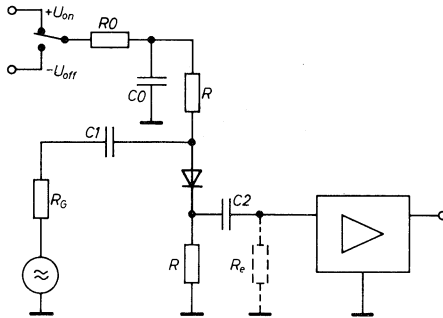


Bild 43: Einbau eines RC-Gliedes zur Vermeidung von Schaltknacks

4. PIN-Dioden

4.1. Aufbau und Eigenschaften der PIN-Diode

Der Name P-I-N bedeutet P-intrinsic-N, entsprechend dem Dotierungsprofil dieser Dioden [11], siehe auch Bild 3. Bei PIN-Dioden befindet sich zwischen der P-Zone und der N-Zone eine extrem hochohmige, fast eigenleitende (= intrinsic) Schicht. Die P-Zone und die N-Zone sind hochdotiert (P^+ , N^+) und damit entsprechend niederohmig [20]. Das intrinsic-Verhalten der Mittelzone läßt sich nur angenähert erreichen, so daß auch diese Zone – wenn auch nur sehr schwach – dotiert ist. Vom Ausgangsmaterial her ist Silizium mit gleicher Dotierungskonzentration der P- bzw. N-Störstellen erhältlich. Da nun die Eigenschaften der PIN-Dioden vom spezifischen Widerstand der intrinsic-Zone und nicht von der Dotierungskonzentration abhängen, bei gleicher Dotierungskonzentration aber P-Material dreimal hochohmiger ist als N-Material, wird man zweckmäßig bei der Herstellung von PIN-Dioden von hochohmigem P-Silizium ausgehen.

Für PIN-Dioden gibt es zwei wichtige Anwendungen [21]:

Ist die intrinsic-Zone dick ($10 \dots 100 \mu\text{m}$), so hat man einen Gleichrichter hoher Sperrspannung mit kleinem Durchlaßspannungsabfall bei hohem Strom, also mit gutem Wirkungsgrad. Die kleine Durchlaßspannung ergibt sich wegen der Leitfähigkeitsmodulation der I-Zone durch die große Zahl der von der P- und der N-Zone injizierten Ladungsträger.

Die zweite Anwendung der PIN-Dioden liegt auf dem Hochfrequenzgebiet. Dabei macht man von der Tatsache Gebrauch, daß infolge der

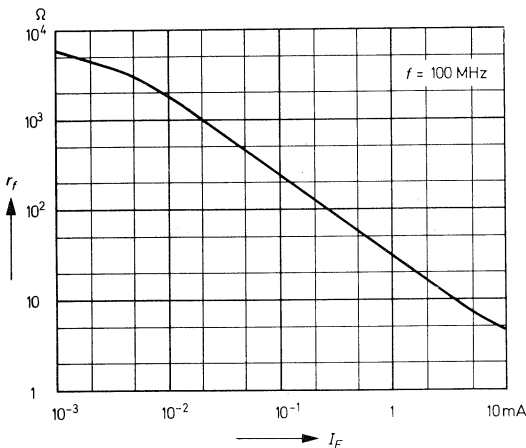


Bild 44: Durchlaßwiderstand in Abhängigkeit vom Durchlaßstrom

langen Trägerlebensdauer bei Frequenzen oberhalb etwa 10 MHz kein Gleichrichtereffekt mehr auftritt, sondern sich die PIN-Diode wie ein reeller Widerstand verhält, dessen Betrag vom fließenden Durchlaß-Gleichstrom abhängt, und der für beide Halbwellen des HF-Signals gleich wirksam ist. Aufgrund dieses Verhaltens läßt sich die PIN-Diode als Schalter oder als veränderbarer Widerstand für HF-Signale einsetzen. So läßt sich zum Beispiel ein HF-Signal mit Hilfe einer NF-gesteuerten PIN-Diode amplitudenmodulieren.

Als wichtige Anwendung hat sich in der letzten Zeit der Einsatz von PIN-Dioden in gleichstromgesteuerten Dämpfungsgliedern für Fernseh-tuner und Antennenverstärker durchgesetzt. Bild 44 zeigt die Abhängigkeit des reellen HF-Durchlaßwiderstandes r_f vom Durchlaßstrom I_f , gemessen bei 100 MHz.

4.2. Anwendung der PIN-Diode zur Amplitudenregelung hochfrequenter Signale

In konventionellen, mit Transistoren bestückten Fernseh-tunern wird zur automatischen Verstärkungsregelung im allgemeinen der Emitterstrom des Vorstufentransistors geändert. Dabei wird ausgenutzt, daß der Vorstufentransistor bei einem bestimmten Emitterstrom seine maximale Verstärkung hat und diese sowohl bei Vergrößerung als auch bei Verkleinerung des Emitterstromes abnimmt. Da Aussteuerbarkeit und Kreuzmodulationsfestigkeit mit dem Emitterstrom steigen, hat sich in den letzten Jahren die sogenannte Aufwärtsregelung durchgesetzt, bei der zum Zweck der Verstärkungsreduzierung der Emitterstrom des Vorstufentransistors erhöht wird. Eine derart ausgelegte Vorstufe hat also die kleinste Kreuzmodulationsfestigkeit bei schwachem Sender und gerade einsetzender Regelung. Das wirkt sich dann besonders nachteilig aus, wenn bei Anwesenheit eines starken Ortssenders ein schwächerer Sender empfangen werden soll. Die unbefriedigenden Kreuzmodulations-eigenschaften einer solchen Vorstufe treten mit der zunehmenden Bandbelegung in den Fernseh-Empfangsbereichen immer häufiger als Bildstörung in Erscheinung. Nachteilig wirkt sich auch die bei der Regelung auftretende Änderung der Transistorparameter aus, wodurch einseitig die Anpassung an die Antenne und ausgangsseitig die Durchlaßkurve des HF-Bandfilters beeinflußt wird.

Um den geschilderten Nachteilen zu begegnen, geht man heute dazu über, die Vorstufe mit kreuzmodulationsfesten, aber nicht mehr regelbaren Hochstromtransistoren zu bestücken und die Regelung mit einem vorgeschalteten veränderbaren Dämpfungsglied vorzunehmen. Ein solches Dämpfungsglied muß im interessierenden Frequenzbereich frequenzunabhängig sein, eine kleine Minimal- und eine große Maximaldämpfung haben und, unabhängig von der eingestellten Dämpfung, Anpassung gewährleisten.

Die ersten beiden Forderungen werden durch die Eigenschaften der PIN-Dioden erfüllt, und die letzte Forderung läßt sich durch den Aufbau des PIN-Dioden-Reglers als π -Glied erfüllen, dessen Prinzipschaltung Bild 45

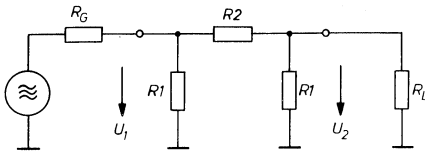


Bild 45: Prinzipschaltung eines Dämpfungsgliedes in π -Schaltung

zeigt. Für die Dämpfung eines angepaßten π -Gliedes gelten die Gleichungen

$$\frac{\alpha}{\text{dB}} = 20 \lg \frac{Z + R2}{R2 - Z} \quad (67)$$

$$\frac{\alpha}{\text{dB}} = 20 \lg \left(\frac{R1}{Z} + \sqrt{\frac{R1^2}{Z^2} + 1} \right) \quad (68)$$

Im Diagramm Bild 46 ist der Zusammenhang zwischen den Widerstandswerten $R1$ und $R2$ und dem Verhältnis zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung des π -Gliedes graphisch dargestellt. Bild 47 zeigt das Schaltbild des aus PIN-Dioden zusammengesetzten π -Gliedes, wie es praktisch ausgeführt wird. Der nach Bild 46 erforderliche Widerstandsverlauf wird durch Ändern des Steuerstromes I_{Sf} näherungsweise erreicht.

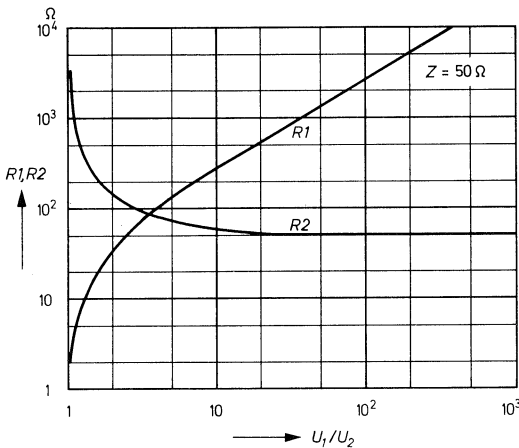


Bild 46: Widerstandswerte für $R1$ und $R2$ in Bild 45 in Abhängigkeit vom Verhältnis Eingangsspannung zu Ausgangsspannung

Ist der Steuerstrom I_{Sf} in der Schaltung Bild 47 gleich null, so treibt, da $R1 = R2$ und $R3 = R4$, die Hilfsspannung U_h einen gleichgroßen Durchlaßstrom durch die Dioden $D1$ und $D3$. Die Spannungsabfälle an $R1$ und $R2$ sind gleich groß, so daß kein Strom durch die Diode $D2$ fließt. Diese ist daher hochohmig, während $D1$ und $D3$ niederohmig sind. Damit hat

das π -Glied seine maximale Dämpfung. Ein Steuerstrom I_{St} verkleinert die Durchlaßströme durch die Dioden D1 und D3 und läßt einen Durchlaßstrom durch D2 fließen. Hat er seinen Maximalwert erreicht, so sind die Dioden D1 und D3 gesperrt, also hochohmig, und D2 ist niederohmig. Damit hat dann das π -Glied seine kleinste Dämpfung.

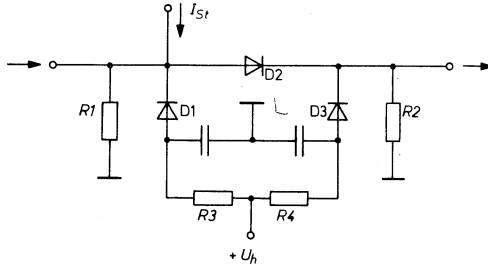


Bild 47: PIN-Dioden- π -Glied

Um die Maximaldämpfung des π -Gliedes zu erhöhen, kann man die beiden Querdioden, D1 und D3, niederohmiger als den Wellenwiderstand Z dimensionieren, was dann allerdings zu einer verringerten Reflexionsdämpfung führt. Läßt man z. B. über den gesamten Regelbereich eine Reflexionsdämpfung von etwa 7 dB zu, so ist eine Maximaldämpfung von 25 bis 30 dB im UHF-Bereich erzielbar. Für diesen relativ ungünstigen Wert sind die Serieninduktivitäten der Querdioden und die Parallelkapazität der Längsdiode verantwortlich. Eine bessere Dämpfung ermöglicht das im nächsten Abschnitt beschriebene integrierte π -Glied.

4.3. TDA 1053 – ein PIN-Dioden- π -Glied für Fernsehuner

Als optimale Lösung eines PIN-Dioden-Reglers für Fernsehuner entwickelte INTERMETALL das integrierte π -Glied TDA 1053. Dieses enthält in einem Kunststoffgehäuse 50 B4 drei zu einem π -Glied zusammengeschaltete Silizium-Planar-PIN-Dioden (Bild 48) und dient zur elektronischen Amplitudenregelung der Eingangssignale von Fernsehunern und Antennenverstärkern im Frequenzbereich 40...1000 MHz. Die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz sind konstant über den Regelbereich.

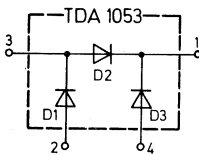


Bild 48: Innenschaltung des TDA 1053

Der TDA 1053 wird normalerweise mit abgewinkelten Anschlußbahnen geliefert, Bild 49a, Zusatz „A“ zur Typenbezeichnung. Auf besonderen Wunsch ist der TDA 1053 jedoch auch mit flachliegenden Anschlußbahnen

PIN-Dioden

lieferbar, Bild 49b, Zusatz „B“ zur Typenbezeichnung. Die angegebenen Kennwerte gelten für abgegebene Anschlüsse.

Grenzwerte der Einzeldioden

Sperrspannung	U_R	30	V
Durchlaßstrom bei $T_U = 25^\circ\text{C}$	I_F	50	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	125	$^\circ\text{C}$
Lagerungstemperaturbereich	T_S	-55 ... +125	$^\circ\text{C}$

Grenzwerte des π -Gliedes

Umgebungstemperaturbereich bei Betrieb in der Schaltung Bild 50	T_U	100	$^\circ\text{C}$
---	-------	-----	------------------

Kennwerte der Einzeldioden bei $T_U = 25^\circ\text{C}$

Durchlaßspannung bei $I_F = 50\text{ mA}$	U_F	< 1,2	V
Sperrstrom bei $U_R = 15\text{ V}$	I_R	< 500	nA
differentieller Durchlaßwiderstand bei $I_F = 10\text{ mA}, f = 100\text{ MHz}$	r_f	5	Ω
bei $I_F = 10\text{ }\mu\text{A}, f = 100\text{ MHz}$	r_f	1,4	k Ω

Kennwerte in der Meßschaltung Bild 50 bei $T_U = 25^\circ\text{C}$

Störspannung für 1% Kreuzmodulation	U_{st}	1	V
Dämpfung im Bereich 40 ... 1000 MHz bei $U_{reg} = 1\text{ V}$ (0 ... 2 V)	α_{max}	45 (> 40)	dB
bei $U_{reg} = 5\text{ V}$ (4 ... 5 V)	α_{min}	1,5 (< 2)	dB
Reflexionsdämpfung im Bereich 40 ... 1000 MHz, über den ganzen Regelbereich, abhängig von der Schaltungsauslegung	α_{refl}	20 (> 16)	dB

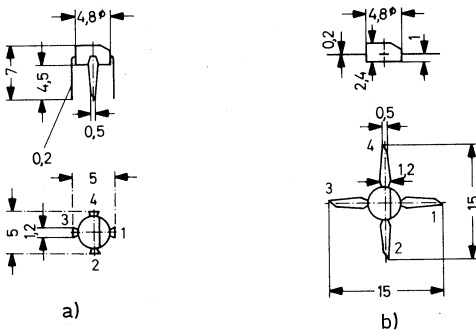


Bild 49: TDA 1053 im Kunststoffgehäuse 50 B 4 nach DIN 41 867

- a) mit abgewinkelten Anschlußfahnen
 - b) mit flach liegenden Anschlußfahnen
- Gewicht ca. 0,1 g, Maße in mm

Wie aus den Daten zu ersehen ist, ermöglicht der kompakte Aufbau der drei PIN-Dioden im gemeinsamen Kunststoffgehäuse 50 B 4 sehr günstige Werte für minimale und maximale Dämpfung sowie für die Reflexionsdämpfung. Die Meß- und Anwendungsschaltung Bild 50 enthält auch den Verstärkertransistor für das Regelsignal. Den typischen Verlauf von Dämpfung und Reflexionsdämpfung dieser Schaltung zeigt Bild 51 in Abhängigkeit von der Regelspannung U_R . Bild 52 zeigt die Dämpfung bei verschiedenen Regelspannungen in Abhängigkeit von der Frequenz.

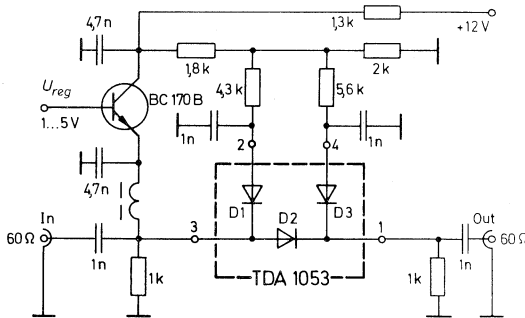


Bild 50: Meß- und Anwendungsschaltung für den TDA 1053

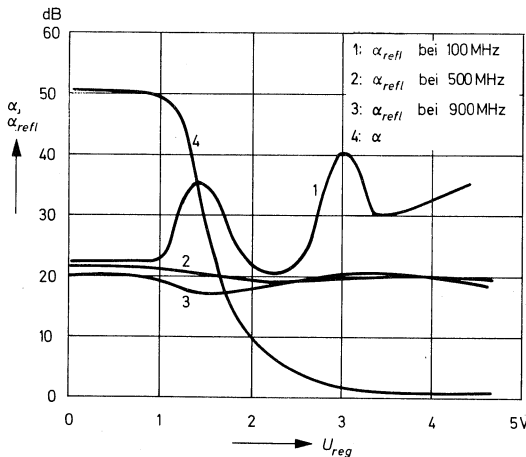


Bild 51: Dämpfung und Reflexionsdämpfung in Abhängigkeit von der Regelspannung

PIN-Dioden

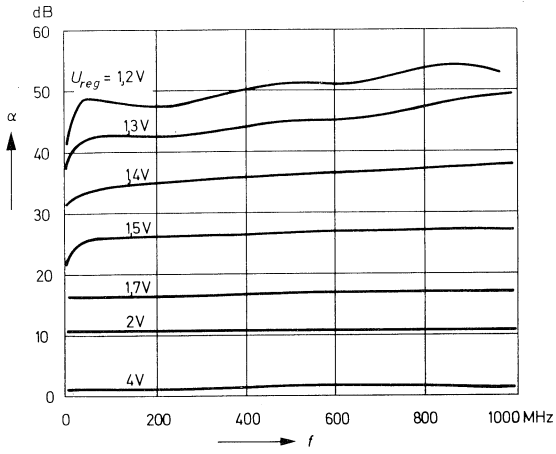


Bild 52: Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz

5. Anwendungsbeispiele

5.1. Allgemeine Anwendungen für Kapazitätsdioden [2]

5.1.1. Frequenzmodulation

Wird die Kapazitätsdiode als frequenzbestimmendes Element in einem Schwingkreis verwendet, so schaltet man ihr zur galvanischen Trennung einen Festkondensator C_S in Reihe und legt meistens dieser Reihenschaltung noch einen weiteren einstellbaren Kondensator C_P parallel. Eine solche Schaltung ist in Bild 53 wiedergegeben. Bei Änderung der an der Kapazitätsdiode liegenden Spannung um den Wert dU ändert sich die Resonanzfrequenz f des Schwingkreises um

$$df = \frac{f \cdot dU}{6 \cdot (U_R + U_D) \cdot \left(1 + \frac{C_P}{C_{tot}} + \frac{C_{tot} + 2 C_P}{C_S} + \frac{C_{tot} \cdot C_P}{C_S^2} \right)} \quad (69)$$

Diese Gleichung gilt für diffundierte Dioden mit linearem PN-Übergang. Die erforderliche Gleichvorspannung wird der Kapazitätsdiode bei hohen Frequenzen über einen Widerstand R_V zugeführt. Bei niedrigen Frequenzen kann der Resonanzwiderstand des Kreises sehr groß sein, und es ist dann besser, anstelle des Widerstandes eine Drossel einzusetzen, um eine Bedämpfung des Kreises zu vermeiden. Soll der Kapazitätsdiode über den Vorwiderstand außer der Gleichvorspannung noch eine niederfrequente Wechselspannung, beispielsweise zur Frequenzmodulation des Schwingkreises zugeführt werden, so ist zu bedenken, daß R_V zusammen mit der Kapazität der Diode einen Tiefpaß darstellt, der die obere Grenzfrequenz der Modulation bestimmt. Für eine vorgegebene Grenzfrequenz f_h gilt

$$R_V \leq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot C_{tot}} \quad (70)$$

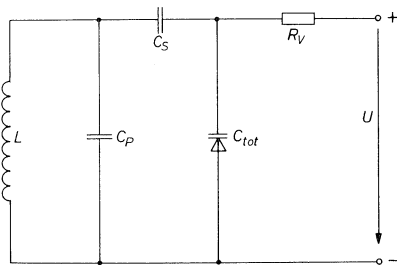


Bild 53: Frequenzmodulation durch Kapazitätsdiode, Prinzipschaltung

Als Beispiel für die Erzeugung einer Frequenzmodulation mit Hilfe einer Kapazitätsdiode zeigt Bild 54 die Schaltung eines UKW-Prüfgenerators. Er besteht im wesentlichen aus einem 100-MHz-Oszillator und einem einstufigen Modulationsverstärker. Da der Transistor BC 170 A in der

hier angewandten Basisschaltung bei 100 MHz eine Phasendrehung der Steilheit von rd. $+90^\circ$ erzeugt, kann die Rückkopplung in einfacher Weise über den zwischen Kollektor und Emittor des Transistors geschalteten 10-pF-Kondensator erfolgen. In den Schwingkreis des Oszillators ist eine Kapazitätsdiode BB 139 geschaltet. Sie liegt über einen hochohmigen Widerstand direkt an der Batteriespannung. Um eine ausreichende Frequenzkonstanz zu gewährleisten, muß die Versorgungsspannung des Oszillators daher konstant gehalten werden.

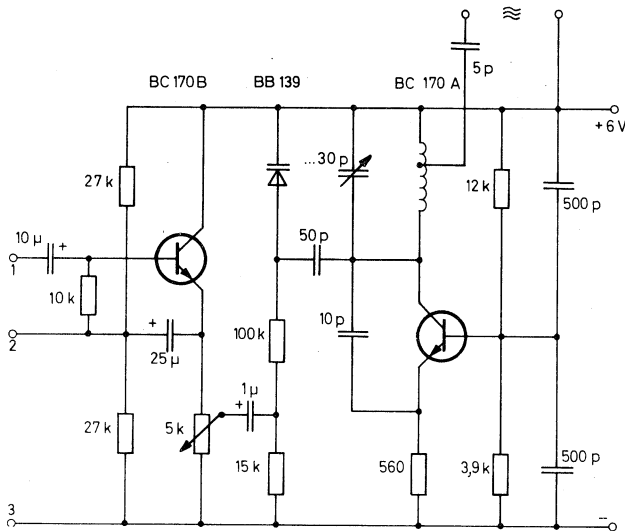


Bild 54: Frequenzmodulierter UKW-Prüfgenerator

Die vom Transistor BC 170 B verstärkte Modulationsspannung wird der Kapazitätsdiode über den gleichen Widerstand wie die Gleichvorspannung zugeführt. Der Modulationsverstärker ist so geschaltet, daß der Transistor beim Anschluß eines NF-Generators an den Klemmen 1, 2 in Emitterschaltung, beim Anschluß an den Klemmen 1, 3 jedoch in Kollektorschaltung betrieben wird. Dadurch kann wahlweise ein nieder- oder ein hochohmiger Steuergenerator angeschlossen werden. In beiden Fällen läßt sich der Frequenzhub mit Hilfe des 5-k Ω -Potentiometers einstellen.

5.1.2. Phasenmodulation

Eine Phasenmodulation kann in einfacher Weise mit einem aus einer Kapazitätsdiode und einem Widerstand gebildeten RC-Glied erzeugt werden. Eine solche Schaltung hat jedoch den Nachteil, daß sich zusätzlich mit der Phase auch die Amplitude der Ausgangsspannung im Rhythmus der Modulationsfrequenz ändert. Dieser Nachteil wird bei der in Bild 55 wiedergegebenen Modulationsschaltung vermieden. Sie besteht aus einer

geringfügig abgewandelten Phasenbrücke mit einem HF-Übertrager, dessen Sekundärwicklung in der Mitte angezapft ist. Die Phasenlage der Ausgangsspannung gegenüber der Eingangsspannung wird durch die Größe des Widerstandes R und die Kapazität C der Diode bestimmt. Die Steuerspannung dU sowie die Gleichvorspannung U werden der Kapazitätsdiode über eine Drossel zugeführt. Die Kapazität des Kondensators C_1 soll groß gegenüber der Kapazität der Diode sein. Wegen der nur geringen Kapazitätsänderung der Diode ist der Modulationsgrad begrenzt. Er kann dadurch erhöht werden, daß man mehrere gleichartige Modulatoren hintereinanderschaltet.

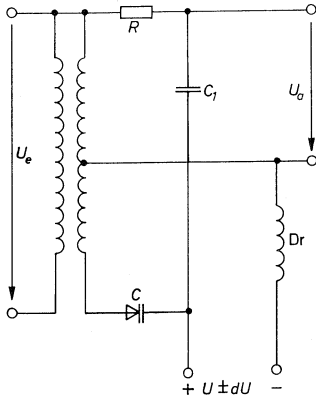


Bild 55:
Schaltung zur Phasenmodulation

5.1.3. Amplitudenmodulation

Außer zur Frequenz- und Phasenmodulation kann die Kapazitätsdiode auch zur Amplitudenmodulation eingesetzt werden. Im einfachsten Fall wird sie dazu mit einem Kondensator in Reihe geschaltet und an eine Hochfrequenzspannung gelegt (Bild 56). Die Amplitude der parallel zur Kapazitätsdiode abgegriffenen HF-Spannung wird durch das Verhältnis

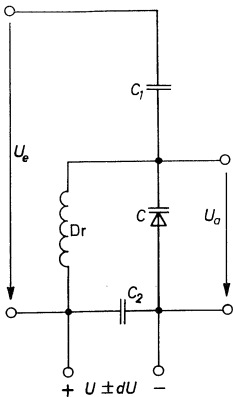


Bild 56:
Schaltung zur Amplitudenmodulation

der beiden Kapazitäten C_1 und C bestimmt. Ändert man die Vorspannung der Kapazitätsdiode durch eine über die Drossel D_r zugeführte niederfrequente Spannung der Amplitude dU , so wird die Ausgangsspannung im gleichen Rhythmus in ihrer Amplitude moduliert. Der Modulationsgrad ist bei nur kleinen Änderungen des Arbeitspunktes der Kapazitätsdiode

$$m = \frac{dU}{3 (U_R + U_D) \cdot \left(1 + \frac{C_1}{C} \right)} \quad (71)$$

Diese Gleichung gilt für diffundierte Dioden mit linearem PN-Übergang. Die geringsten Verluste ergeben sich bei dieser Schaltung, wenn die Induktivität der Drossel so groß ist, daß sie zusammen mit der Kapazitätsdiode und C_2 einen Parallelschwingkreis bildet, dessen Resonanzfrequenz geringfügig gegenüber der Frequenz der Eingangsspannung verschoben ist. Dieses Schaltungsprinzip wird z. B. in dielektrischen Verstärkern angewendet.

5.1.4. Dielektrische Verstärker

Mit Keramikcondensatoren, deren Dielektrizitätskonstante sich mit der angelegten Spannung ändert, wurden bereits früher Niederfrequenzverstärker entwickelt. Sie fanden jedoch wegen der starken Temperaturabhängigkeit dieser Kondensatoren nur wenig Anwendung. Solche Verstärker lassen sich mit Hilfe von Kapazitätsdioden wesentlich betriebssicherer aufbauen. Die prinzipielle Schaltung ist in Bild 57 wiedergegeben. Der Verstärker besteht im wesentlichen aus einem Parallelschwingkreis, der die Induktivität L , die beiden Kondensatoren C_1, C_2 sowie die Kapazitätsdiode enthält. Über den Kondensator C_4 liegt der Schwingkreis an einer von einem Hilfsgenerator erzeugten Hochfrequenzspannung, deren Frequenz so gewählt ist, daß sie im linearen Teil der Resonanzkurvenflanke des Schwingkreises liegt. Durch eine der Kapazitäts-

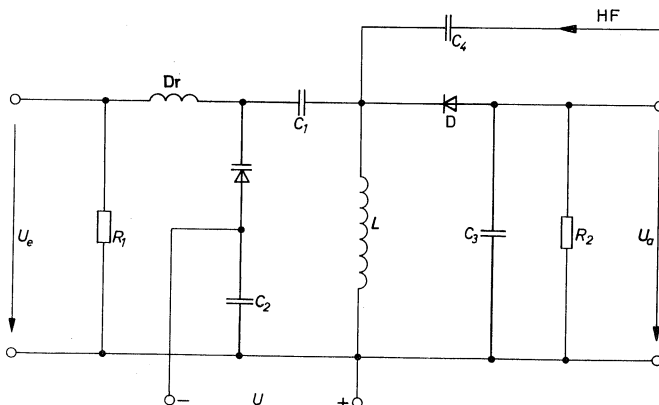


Bild 57: Dielektrischer Verstärker

diode über die Drossel D_r zugeführte Eingangsspannung wird die Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises verändert und damit die am Kreis abfallende HF-Spannung moduliert. Die Diode D und das Siebglied R_2, C_3 bewirken eine Demodulation, so daß sich an den Ausgangsklemmen der Schaltung wieder eine niederfrequente Spannung mit der Frequenz der Eingangsspannung, jedoch größerer Amplitude ergibt. Mehrere solcher Verstärkerstufen können hintereinandergeschaltet und dabei, wenn sie ausreichend gegeneinander entkoppelt sind, aus dem gleichen Hilfsgenerator betrieben werden.

5.1.5. Parametrische Verstärker

Auf der Suche nach rauscharmen HF-Verstärkern wurde vor mehreren Jahren der parametrische Verstärker entwickelt, der als wichtigstes Element einen steuerbaren Blindwiderstand enthält. Während bei niedrigen Frequenzen auch Induktivitäten, deren Blindwiderstand über die Vormagnetisierung ihres Eisenkernes veränderbar ist, in solchen Verstärkern eingesetzt werden können, sind bei hohen und höchsten Frequenzen nur spannungsabhängige Kondensatoren, speziell Kapazitätsdioden verwendbar.

Bild 58 zeigt die Prinzipschaltung eines einfachen parametrischen Verstärkers. Er enthält drei Resonanzkreise, denen eine Kapazitätsdiode gemeinsam ist. Dem Signalkreis wird die Eingangsspannung U_e zugeführt, in den Pumpkreis wird von einem Oszillator Energie eingespeist, und die Ausgangsspannung wird am Hilfskreis abgenommen.

Die Wirkungsweise des parametrischen Verstärkers beruht darauf, daß die Kapazität der Diode in der Zeit, in der die Signalspannung ansteigt, durch die überlagerte Pumpspannung vergrößert und bei Absinken der

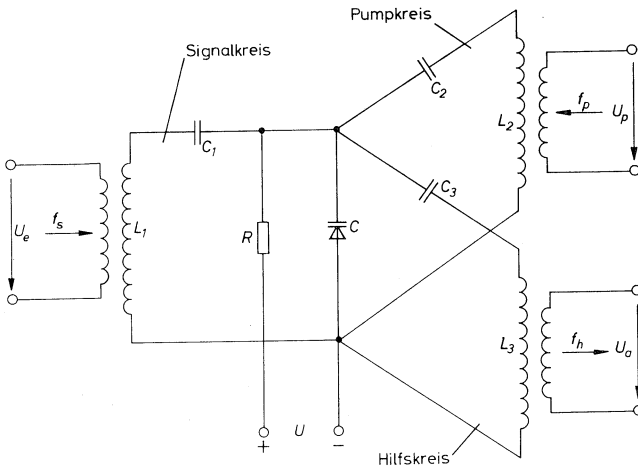


Bild 58: Parametrischer Verstärker

Signalamplitude verkleinert wird. Infolge der Spannungsabhängigkeit der Diode werden dabei die beiden Frequenzen gemischt. Auf eine der Mischfrequenzen, beispielsweise die Frequenz $f_h = f_p - f_s$, wird der Hilfskreis abgestimmt. Bei geeigneter Dimensionierung der Schaltung und richtiger Phasenlage der Pumpspannung zur Eingangsspannung kann dann am Hilfskreis eine Ausgangsleistung der Frequenz f_h abgenommen werden, die größer ist als die in den Signalkreis eingespeiste Eingangsleistung. Die maximal erreichbare Leistungsverstärkung der Schaltung hängt u. a. von dem Verhältnis der drei Frequenzen zueinander ab.

5.1.6. Meßwandler

Der Entwurf von Gleichspannungsverstärkern kann schaltungstechnische Schwierigkeiten bereiten, wenn sehr kleine Spannungen verstärkt werden sollen und außerdem ein sehr hoher Eingangswiderstand gefordert wird. Diese Schwierigkeiten können dadurch umgangen werden, daß man die Gleichspannung in eine ihr proportionale Wechselfrequenz umformt, diese verstärkt und nach Erreichen einer ausreichenden Amplitude wieder gleichrichtet. Dies ist günstig, da Wechselfrequenzverstärker ohne großen Aufwand temperaturstabil ausgelegt werden können. Bild 59 zeigt eine Schaltung, in der zur Umformung der Gleichspannung in eine Wechselfrequenz Kapazitätsdioden eingesetzt sind. Die Schaltung enthält eine Brücke aus zwei Kondensatoren und zwei Kapazitätsdioden. Die Brücke wird von einem 500-kHz-Oszillator gespeist, der im wesentlichen aus dem Transistor und einem Keramikfilter besteht. Die Gleichvorspannung wird mit Hilfe einer Z-Diode konstant gehalten. Die zu messende Gleichspannung wird an die Eingangsklemme der Brücke angeschlossen und ändert den Arbeitspunkt der Kapazitätsdioden in gegenläufigem Sinne.

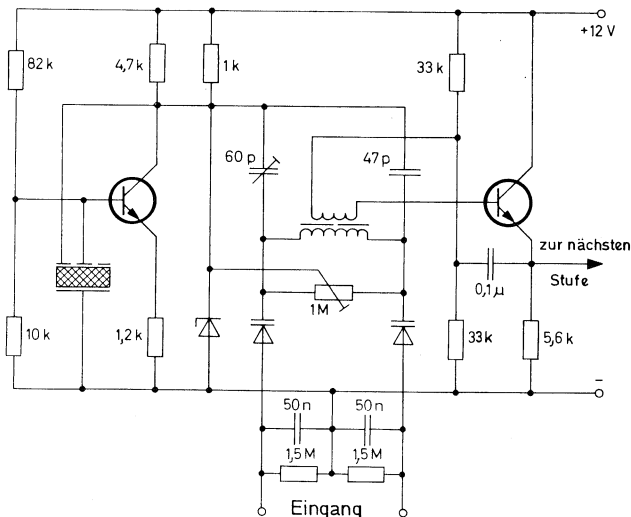


Bild 59: Meßwandler mit Kapazitätsdioden

Im Meßzweig der Brücke liegt ein HF-Übertrager, dessen Ausgangsspannung einer in Emitterschaltung betriebenen Verstärkerstufe zugeführt wird. Weitere Verstärkerstufen können an den Emitter dieses Transistors angeschlossen werden.

Die Kapazitätsbrücke wird mit dem einstellbaren 60-pF-Trimmerkondensator und dem zum Ausgleich der Verlustwiderstände der Kapazitätsdioden eingesetzten 1-M Ω -Potentiometer abgeglichen, so daß die Spannung im Brückenweig gleich null ist. Wird dann an den Eingang eine Gleichspannung angelegt, so tritt im Brückenweig eine HF-Spannung auf, die von der Höhe der Eingangsspannung abhängt.

Bild 60 zeigt das Schaltbild eines kompletten, mit Kapazitätsdioden aufgebauten Modulatorverstärkers [4]. Im Gegensatz zur Schaltung Bild 59 werden hier die Modulatordioden ohne zusätzliche Vorspannung in der Umgebung des Nulldurchgangs ihrer Kennlinie betrieben. Mit entsprechend ausgesuchten Dioden läßt sich ein Eingangswiderstand von 20 G Ω erzielen, die Spannungsverstärkung ist $5 \cdot 10^2$, die Leistungsverstärkung $2,5 \cdot 10^{12}$, und die Grenze des linearen Aussteuerbereiches liegt bei einer Eingangsspannung von 2 mV.

5.1.7. Kippschaltungen

Als weiteres Anwendungsgebiet für die Kapazitätsdiode zeigt Bild 61a eine einfache Kippschaltung. Sie besteht aus einem Serienschwingkreis mit der Induktivität L und der Kapazitätsdiode C sowie einem damit in Serie geschalteten Widerstand R , der hochfrequenzmäßig mit der Kapazität C_1 überbrückt ist. Legt man an den Eingang der Schaltung eine HF-Spannung mit einer Frequenz, die etwas höher ist als die Resonanzfrequenz des Schwingkreises, so entsteht wegen der Gleichrichterwirkung

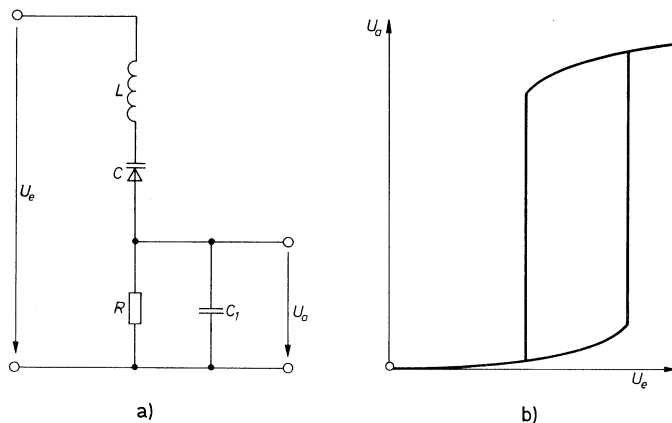


Bild 61: Einfache Kippschaltung mit einer Kapazitätsdiode

- a) Schaltbild
- b) Kennlinie

der Diode am RC -Glied eine negative Spannung, die den Arbeitspunkt der Kapazitätsdiode verschiebt. Dadurch wird deren Kapazität kleiner und die Resonanzfrequenz des Serienkreises größer, so daß sie sich der Frequenz der Eingangsspannung nähert. Bei einer bestimmten Amplitude der Eingangsspannung erreicht die Ausgangsgleichspannung einen so hohen Wert, daß die Resonanzfrequenz des Serienkreises gleich der der Eingangsspannung wird. Infolge der Resonanzüberhöhung steigt dann die Ausgangsspannung auf einen Wert, der wesentlich höher ist als die Amplitude der Eingangsspannung. Wird jetzt die Eingangsspannung wieder herabgesetzt, so verringert sich infolge des Rückkopplungseffektes der Schaltung die Ausgangsspannung nur unwesentlich, bis sie bei einer bestimmten Höhe der Eingangsspannung plötzlich zusammenbricht. In Bild 61b ist die Ausgangsgleichspannung als Funktion der Eingangswechselspannung für diese Schaltung dargestellt. Je nach der Dimensionierung der einzelnen Elemente und der Größe der Eingangsspannung wirkt die Schaltung also als monostabile oder bistabile Kippstufe, die durch die Änderung der Eingangsspannung getriggert werden kann.

Schaltet man zwei solcher Kippstufen über ein RC -Glied ausgangsseitig parallel, so erhält man eine selbstschwingende Kippschaltung, die an ihren Ausgängen annähernd rechteckförmige Spannungen abgibt. Das Prinzip einer solchen Schaltung ist in Bild 62 dargestellt. Die Kapazität C_3 und der Widerstand R_3 bestimmen die Frequenz der Ausgangsspannung. Die beiden Induktivitäten L_1 und L_2 sollen bei sonst gleicher Dimensionierung der beiden Schaltungshälften etwas unterschiedliche Werte haben und eine möglichst hohe Güte besitzen. Da die praktische Anwendung dieser Kippschaltungen begrenzt ist, soll hier auf ihre eingehendere Behandlung verzichtet werden.

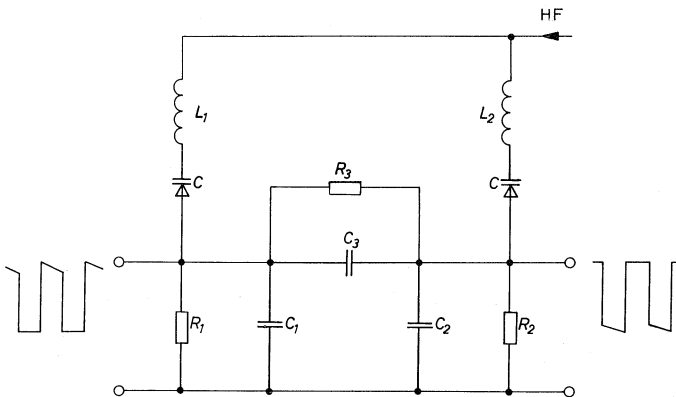


Bild 62: Astabile Kippschaltung mit zwei Kapazitätsdioden

5.2. Kapazitäts- und Schalterdioden in Rundfunk- und Fernsehempfängern

5.2.1. Automatische Scharfabstimmung

Elektronische Nachstimmaltungen (AFC) in Rundfunk- und Fernsehempfängern sind an sich schon seit den dreißiger Jahren bekannt, waren jedoch relativ aufwendig, weil man für die Änderung der Oszillatorfrequenz u. a. eine Reaktanzröhre einsetzen mußte. Hier vereinfachten die Kapazitätsdioden die Schaltungstechnik so sehr, daß die früher den Empfängern der Spitzenklasse vorbehaltene automatische Scharfabstimmung heute Allgemeingut ist. Bild 63 zeigt ein Beispiel dafür. Die Kapazitätsdiode wird dabei in den Schwingkreis des Empfänger-Oszillators geschaltet und von der am Tonfrequenz Ausgang des Diskriminators gewonnenen Gleichspannung gesteuert. Um eine Modulation der Oszillatorfrequenz zu vermeiden, muß diese Spannung ausreichend gesiebt werden. Sie wird der Kapazitätsdiode über das aus dem 100-k Ω -Widerstand und dem 50-nF-Kondensator bestehende Siebglied zugeführt. Für eine ausreichende Frequenznachstimmung muß der Diskriminator bei Verschiebung der Zwischenfrequenz um 100 kHz etwa 0,5 V Regelspannung liefern.

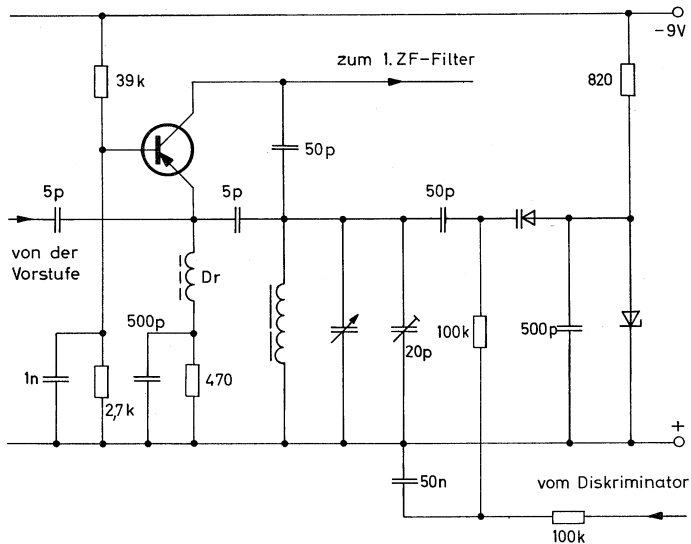


Bild 63: Schaltung zur automatischen Nachstimmung in einem UKW-Empfänger

5.2.2. UKW-Tuner mit Abstimmung durch Kapazitätsdioden

In Bild 64 ist das Schaltbild eines mit zwei Kapazitätsdioden BB 142 abgestimmten UKW-Tuners dargestellt [15]. Dieser enthält einen breitbandigen Eingangskreis, die Vorstufe, einen abgestimmten Zwischenkreis

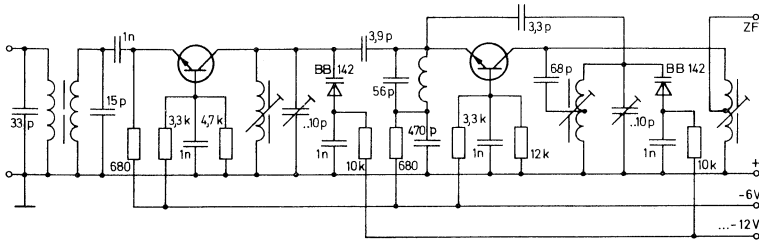


Bild 64: UKW-Tuner

und eine selbstschwingende Mischstufe. Die Transistoren arbeiten in Basisschaltung. Der Einfachheit halber wird auf eine Regelung der Vorstufe verzichtet. Die Schwingkreise sind wie in Bild 18 angeordnet. Wegen des relativ schmalen Empfangsbereiches ergibt ein Zweipunktabgleich ausreichenden Gleichlauf. Die Serienkondensatoren in den Schwingkreisen konnten daher groß gewählt werden, so daß die Vorwiderstände, über die den Kapazitätsdioden die Abstimmspannung zugeführt wird, die Kreise nicht zusätzlich bedämpfen. Die Leerlaufgüte der Abstimmkreise beträgt etwa 150. Da die Kapazitätsdioden gepaart geliefert werden, genügt ein LC-Abgleich wie bei bekannten mit Drehkondensatoren abgestimmten Schaltungen. Eine individuelle Einstellung der Abstimmspannung für die beiden Dioden ist nicht erforderlich.

Es liegt nahe, einen UKW-Empfänger nicht nur elektronisch abzustimmen, sondern mit der Abstimmelektronik eine elektronische Sendersuchautomatik zu kombinieren, die früher nur mit dem großen mechanischen Aufwand eines Motorantriebs möglich war. Bild 65 zeigt das Blockschaltbild und Bild 66 das Schaltbild eines solchen Empfängers, der schon im Jahre 1963 im Applikationslabor von INTERMETALL entwickelt und in Hannover ausgestellt wurde [3]. Die Sendersuchautomatik enthält einen Sägezahn-generator mit der Vierschichtdiode 4 E 20-8. Der Ladestrom des 250- μ F-Kondensators erzeugt an dem 470- Ω -Basiswiderstand des ersten

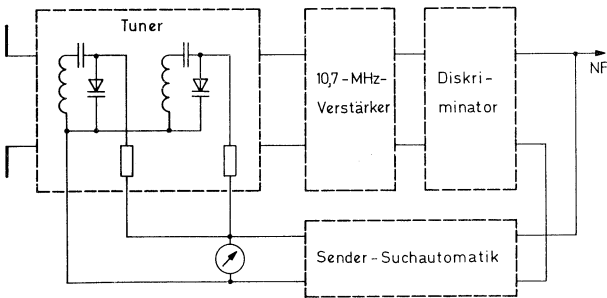


Bild 65: Blockschaltbild eines UKW-Empfängers mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik

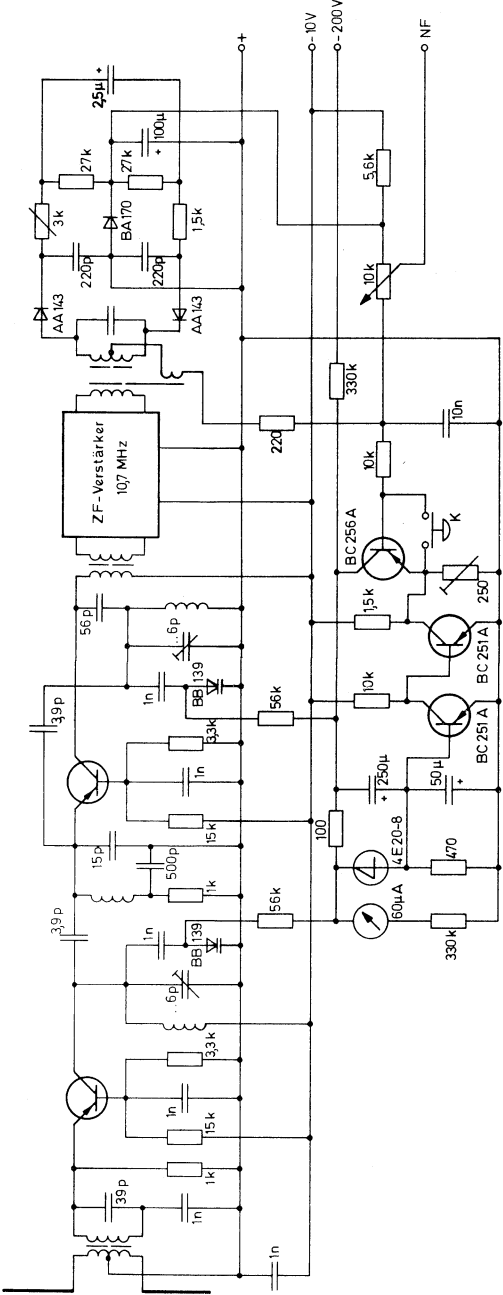


Bild 66: Schaltbild eines UKW-Empfängers nach Bild 65

Anwendungsbeispiele

Transistors BC 251 A eine so hohe Spannung, daß dieser durchgesteuert wird. Der an seinem Kollektor angeschlossene zweite Transistor BC 251 A ist dann gesperrt. An den negativen Belag des Ladekondensators ist der Kollektor des vom Diskriminator gesteuerten Transistors BC 256 A angeschlossen. Sein Emitter liegt an einem Spannungsteiler, mit dem die erforderliche Steuerspannung und damit die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung eingestellt werden kann. Wenn der Tuner auf einen Sender ausreichender Feldstärke abgestimmt ist, wird der Ladevorgang des 250- μ F-Kondensators unterbrochen. Dadurch entfällt die Basisspannung des ersten BC 251 A, und der zweite BC 251 A wird durchgesteuert. Über seine Kollektor-Emitter-Strecke wird dabei der einstellbare 250- Ω -Widerstand kurzgeschlossen und der Emitter des BC 256 A auf annähernd Pluspotential gelegt, so daß er nur noch geringe Basisspannung benötigt, um weiterhin Strom zu führen. Um die Spannung möglichst klein zu halten und die Abstimmgenauigkeit des Gerätes zu erhöhen, wurde das Grundpotential der Diskriminatorschaltung mit Hilfe der in Durchlaßrichtung vorgespannten Diode BA 170 um einige hundert Millivolt angehoben. Die Abstimmung wird dadurch beim Einfangen eines Senders automatisch und mit ausreichender Genauigkeit auf die Frequenz des Nulldurchganges der Diskriminatorskurve zurückgeregelt. Die Schaltung wirkt daher gleichzeitig als extrem starke Scharfabstimmung, so daß Temperatur- und Versorgungsspannungseinflüsse weitgehend kompensiert werden. Wenn ein anderer Sender eingestellt werden soll, so muß der Druckkontakt K kurzzeitig geschlossen werden. Dadurch wird die Regelung der Kondensatorspannung unterbrochen, so daß diese bis zum Einfangen des nächsten Senders ansteigt.

Ein UKW-Tuner nach dem neusten Stand der Technik soll anhand von Bild 67 beschrieben werden [22]. Diese Schaltung wurde speziell im Hinblick auf eine niedrige Abstimmspannung von 7 V entwickelt, die es ermöglicht, diesen UKW-Tuner in Kofferempfängern mit 12 V Batterienennspannung einzusetzen, die dann auf 7 V stabilisiert wird, wodurch

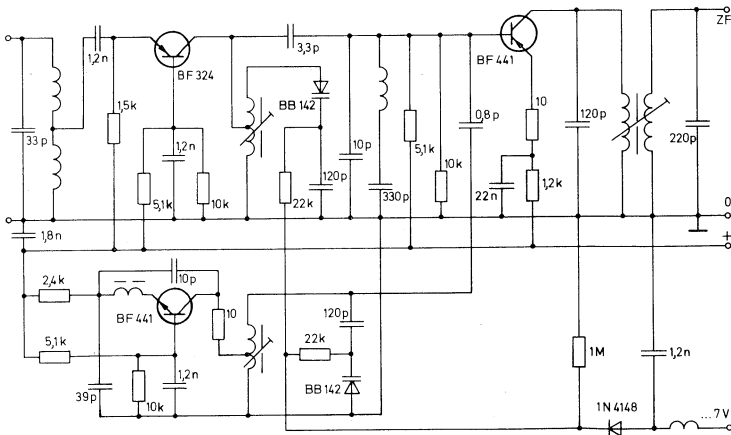


Bild 67: UKW-Tuner für 7 V Abstimmspannung

ein Funktionieren der Abstimmung bei absinkender Batteriespannung bis zu 7,1 V gewährleistet ist. Auch hier ist der Eingangskreis breitbandig ausgelegt, und Zwischen- und Oszillatorkreis werden mit Kapazitätsdioden BB 142 abgestimmt. Durch den getrennten Oszillator wird ein günstiges Großsignalverhalten erzielt. Der Vorstufentransistor arbeitet in Basisschaltung, während sich beim Mischtransistor die Emitterschaltung als günstiger erwies. Sie ergibt hier gegenüber der Basisschaltung eine höhere Mischverstärkung und eine geringere Oberwellenmischung. Die Diode 1N 4148 in der Abstimmleitung dient, wie in Abschnitt 2.3.6. beschrieben, zur Temperaturkompensation.

5.2.3. VHF-Fernsehtuner mit Kapazitätsdioden und Schalterdioden

In Bild 35 ist ein einfaches Beispiel für einen elektronisch abgestimmten VHF-Tuner gezeigt, bei dem die Umschaltung zwischen Band I und III mit Schalterdioden vorgenommen wird [9]. Der Einfachheit halber ist dabei die Stromversorgung fortgelassen.

Bild 68 zeigt das Schaltbild eines VHF-Fernsehtuners, bei dem mechanische Kontakte für die Bandumschaltung vorgesehen sind [15], [23] und der mit drei Kapazitätsdioden BB 142 über die Frequenzbereiche 50... 65 MHz und 170... 220 MHz abgestimmt werden kann. Die Schaltung enthält zwei umschaltbare breitbandige Eingangskreise, eine Vorverstärkerstufe, ein zweikreisiges abgestimmtes Bandfilter, eine Mischstufe und einen abgestimmten Oszillatorkreis. Die Zwischenfrequenz von rd. 36 MHz wird über ein induktiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter im Kollektorkreis des Mischtransistors ausgekoppelt. Die abgestimmten Schwingkreise enthalten je zwei Spulen, die beim Empfang von Band I in Reihe geschaltet sind. Zum Empfang von Band III wird jeweils die an Massepotential liegende Spule über Schiebeshalter kurzgeschlossen. Anstelle der mechanischen Schalter können auch Schalterdioden BA 243 verwendet werden.

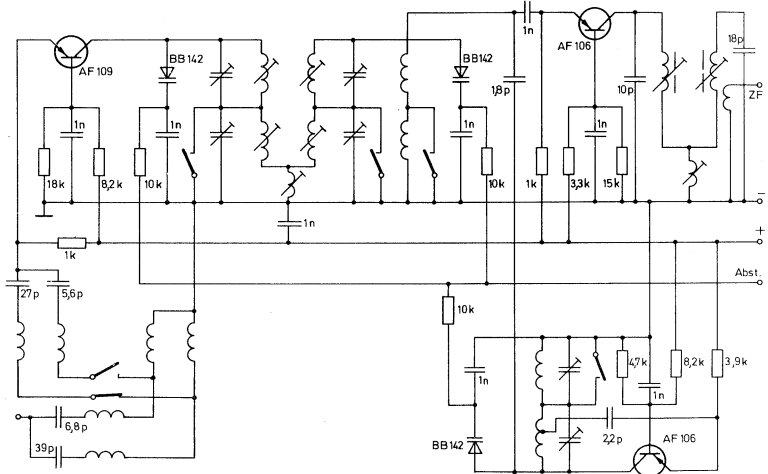


Bild 68: VHF-Tuner mit Kapazitätsdioden

Anwendungsbeispiele

Die abgestimmten Kreise lassen sich in beiden Empfangsbereichen sowohl induktiv als auch kapazitiv auf exakten Gleichlauf bei zwei Frequenzen abgleichen. Die Gesamtbandbreite des Tuners beträgt etwa 8...9 MHz, seine Leistungsverstärkung ist etwa 25 dB.

Im Jahre 1968 entstand die Konstruktion des in Bild 69 gezeigten VHF-Tuners (ITT Schaub-Lorenz, Graetz [24]), dessen Schaltbild in Bild 70 dargestellt ist. Dieser Tuner wird mit drei Tuner-Dioden elektronisch abgestimmt, und für die elektronische Bandumschaltung sind sechs Schalterdioden BA 243 eingesetzt. In allen drei Stufen, Vorverstärker, Mischer und Oszillator, arbeiten die Transistoren in Basisschaltung, und bei UHF-Betrieb wird der Mischtransistor des VHF-Tuners als erster ZF-Verstärker ausgenutzt.

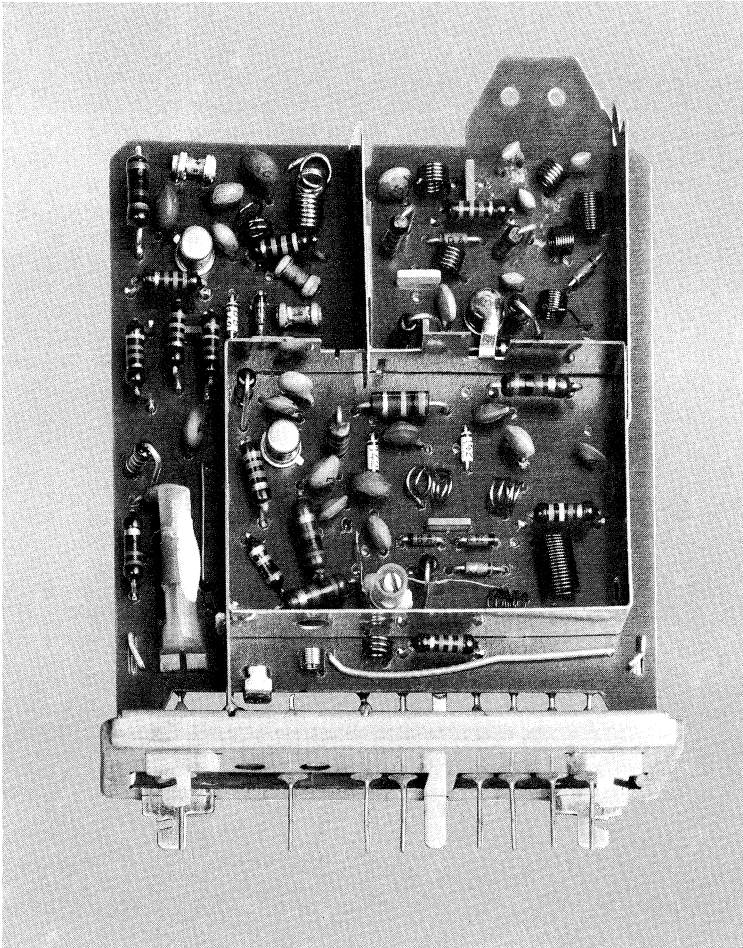


Bild 69: Graetz-VHF-Tuner

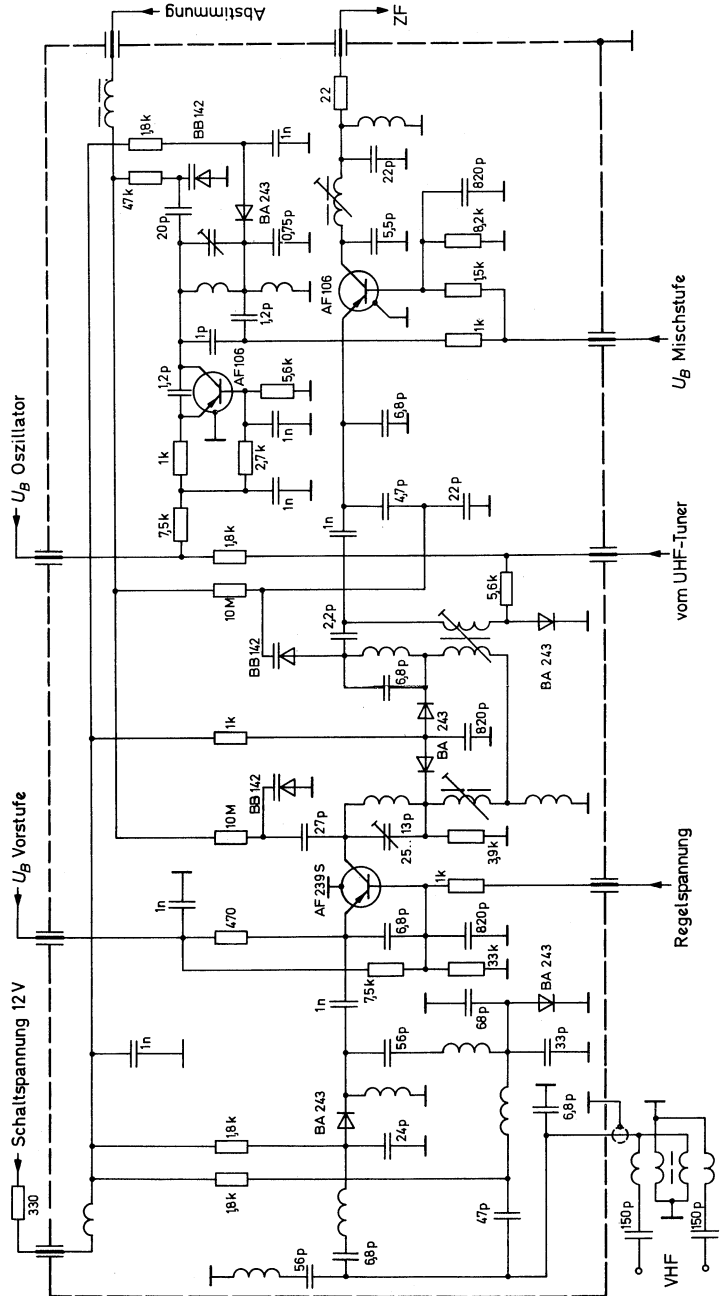


Bild 70: Schaltbild des Tuners Bild 69

Bild 71 zeigt einen VHF-Tuner neuester Konstruktion (ITT Schaub-Lorenz [25]), der Ende 1974 in Serie ging. Wie das Schaltbild, Bild 72, erkennen läßt, ist dieser Tuner mit Feldeffekttransistoren bestückt, wodurch man eine wesentliche Verbesserung der Kreuzmodulationsfestigkeit erreicht hat. Auch an vielkanaligen und hochpegeligen Gemeinschaftsantennen zeigt dieser Tuner ein unproblematisches Verhalten. Neu sind weiterhin die erstmalig im VHF-Tuner angewandte Zusammenfassung von Widerstandsnetzwerken in integrierter Form sowie der abgestimmte Eingangskreis, der optimale Anpassung zwischen Antenne und Vorstufentransistor sowie gute Weitab-Selektion gewährleistet. Zur Abstimmung enthält dieser Tuner vier Tuner-Dioden BB 122 und für die Bandumschaltung sechs Schalterdioden BA 243. Zwei antiparallelgeschaltete Blitzschutzdioden 1 N 4148 am Eingang schützen den FET der Vorstufe vor Beschädigung durch statische Ladungen. Bei UHF arbeitet der Mischtransistor als erster ZF-Verstärker.

Spezielle Probleme ergeben sich bei der Entwicklung von VHF-Tunern nach der OIRT-Norm, da für das breitere Frequenzband (49,75 . . . 99,75 MHz) normalerweise das für die CCIR-Norm (48,25 . . . 67,75 MHz) bemessene Kapazitätsverhältnis der üblichen Tuner-Dioden, z. B. BB 122 oder BB 142, zu klein ist. Daher entwickelte INTERMETALL die speziell für VHF-Tuner nach OIRT-Norm gedachte Tuner-Diode BB 139, deren Kapazität und Kapazitätsverhältnis speziell für diesen Frequenzbereich bemessen sind. Eine andere interessante Lösung dieses Problems fand

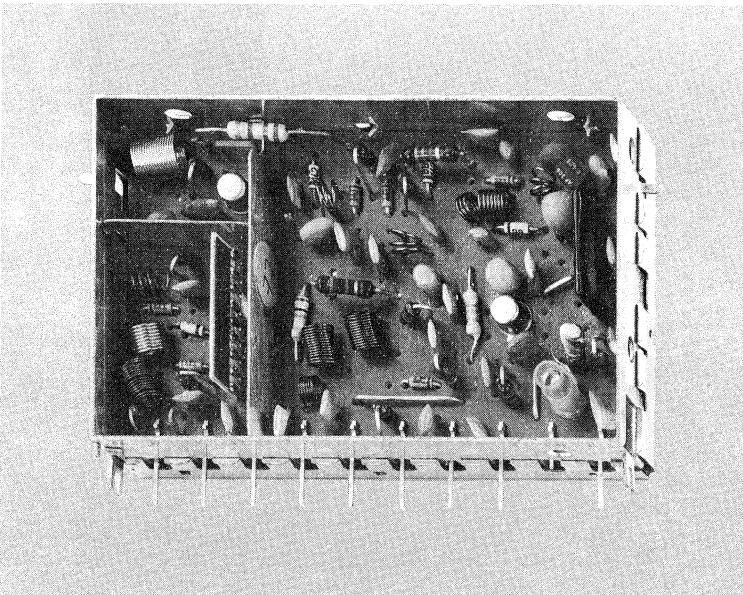


Bild 71: VHF-Tuner von ITT-Schaub-Lorenz

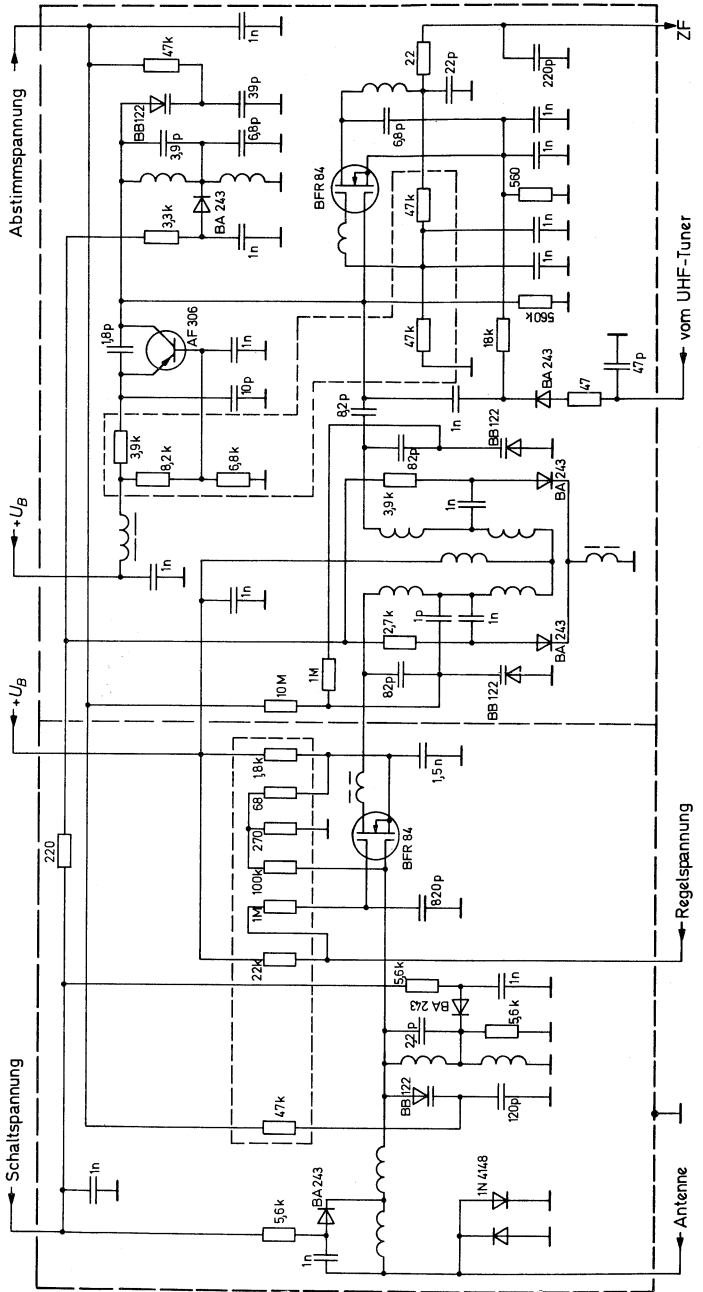


Bild 72: Schaltbild des Tuners Bild 71

Anwendungsbeispiele

der Entwickler des in Bild 73 gezeigten Tuners (Ducati [26]). Hier werden die an Stelle von Schalterdioden zur Bandumschaltung eingesetzten Tuner-Dioden BB 122 im gesperrten Zustand (Band I) nicht an eine feste Sperrspannung angeschlossen, sondern an die Abstimmspannung, so daß im Band I in jedem Kreis zwei Tuner-Dioden für die Abstimmung wirksam werden, jeweils eine direkt und eine an einer Anzapfung des Kreises, wie in Bild 74 angedeutet. Dieser neuartige Tuner gestattet es, alle europäischen VHF-Fernsehnormen mit einem Standardtuner zu erfassen, was einen bedeutenden Fortschritt im Sinne rationeller Fertigung darstellt.

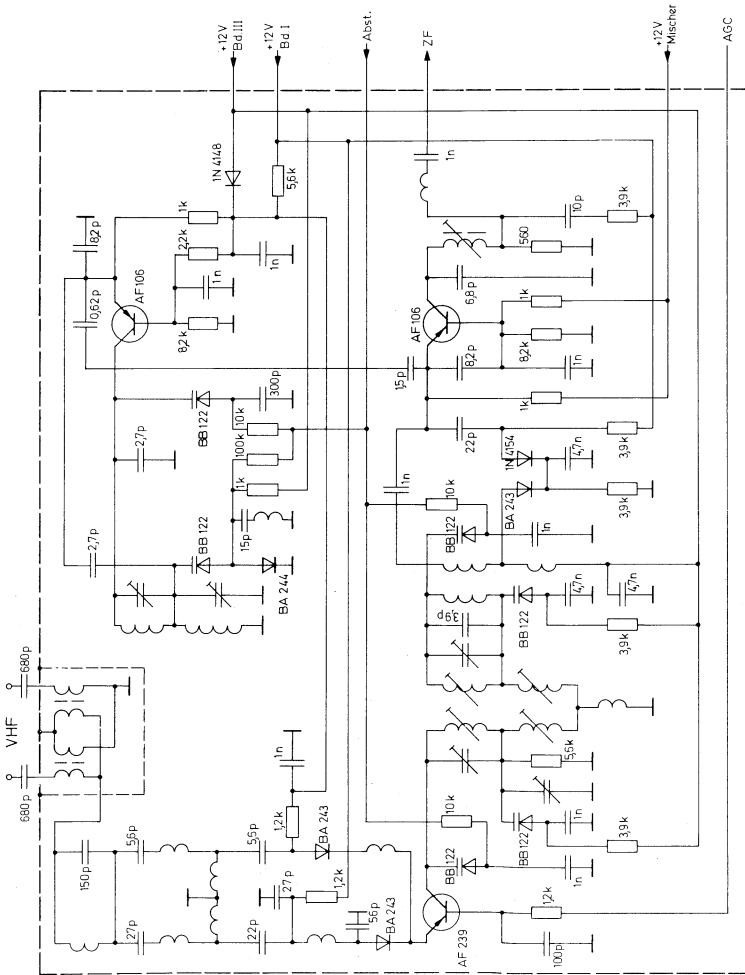


Bild 73: VHF-Tuner für CCIR- und OIRT-Norm von Ducati

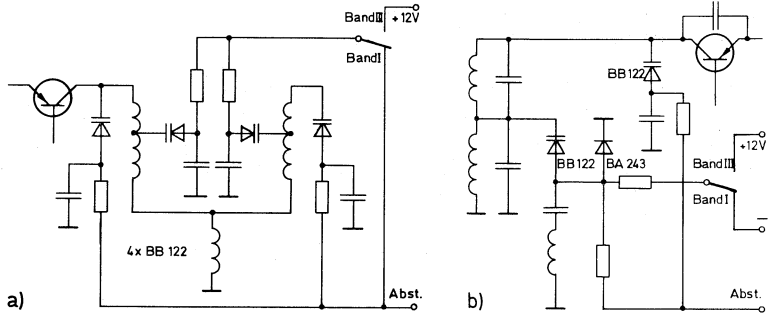


Bild 74: Prinzip der Bandumschaltung und der Abstimmung beim Tuner
 Bild 73 a) beim Bandfilter b) beim Oszillator

5.2.4. UHF-Fernsehtuner mit Kapazitätsdioden

Bei LC-Resonanzkreisen mit konzentrierten Induktivitäten, wie sie z. B. noch im VHF-Tuner verwendet werden, ist der Stromverlauf nur dann quasistationär, wenn die Schwingkreisabmessungen klein gegenüber der Wellenlänge sind. Da sich die Abmessungen aber nicht beliebig verringern lassen, steigen mit zunehmender Frequenz die Energieverluste durch Abstrahlung und der durch den Skineneffekt hervorgerufene Verlustwiderstand an, was zu einer starken Beeinträchtigung der Kreisgüte führt. Im UHF-Bereich wurden daher meist Topfkreise verwendet, bei denen der Einfluß des Skineneffektes durch große Leiteroberflächen klein gehalten werden kann. Dabei treten auch keine Verluste durch Energieabstrahlung auf, da der Außenleiter als Abschirmung wirkt. Ein solcher Kreis wird durch seine Innenleiterlänge und den Wellenwiderstand charakterisiert, mit dem er reflexionsfrei abgeschlossen werden kann.

In UHF-Tunern werden $\lambda/2$ - und $\lambda/4$ -Kreise verwendet. Bild 75 zeigt die Grundsaltung eines $\lambda/2$ - und Bild 76 die eines $\lambda/4$ -Topfkreises [6]. Beim $\lambda/2$ -Topfkreis ist die Leerlaufgüte und der im unteren Frequenzbereich wirksame Kreiswiderstand höher; dafür ergeben sich gegenüber dem $\lambda/4$ -Topfkreis größere Abmessungen und ein größerer Abstimmspannungsbereich. Es kann daher nur nach Abwägung aller Gesichtspunkte im

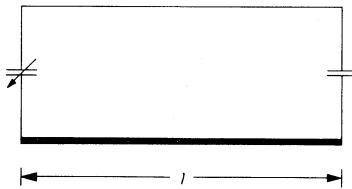


Bild 75:
 Prinzipschaltung eines $\lambda/2$ -Topfkreises

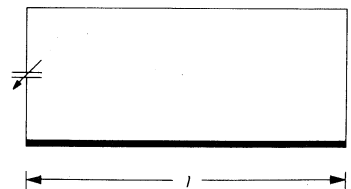


Bild 76:
 Prinzipschaltung eines $\lambda/4$ -Topfkreises

Anwendungsbeispiele

Einzelfall entschieden werden, ob der UHF-Tuner eines Fernsehempfängers besser mit $\lambda/2$ - oder mit $\lambda/4$ -Topfkreisen aufgebaut wird.

Bild 77 zeigt das Schaltbild eines $\lambda/2$ -Tuners und Bild 78 das eines $\lambda/4$ -Tuners [27]. Sie weisen viele Gemeinsamkeiten auf. Beide Tuner enthalten, wie bekannte Schaltungen mit Drehkondensatoren, eine Vorverstärkerstufe und eine selbstschwingende Mischstufe mit je einem Transistor. Der unsymmetrische 60- Ω -Antenneneingang besteht aus einem π -Filter, das auf minimalen Reflexionsgrad abgeglichen ist. Der Vorstufen- transistor wird in Basisschaltung betrieben. Sein Arbeitspunkt kann mit

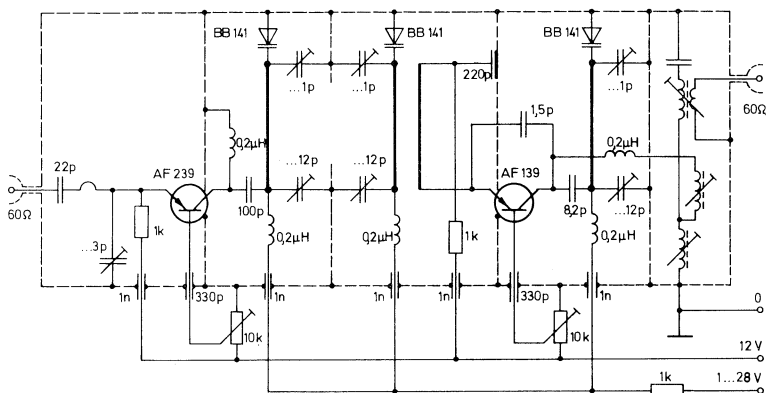


Bild 77: Schaltungsvorschlag für einen $\lambda/2$ -Tuner

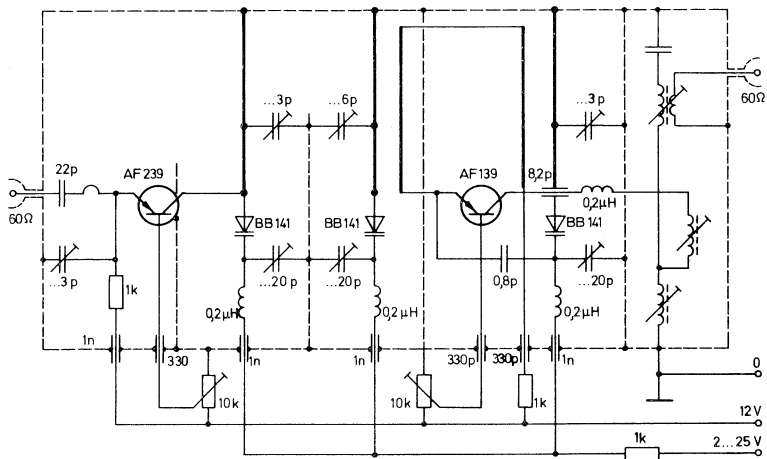


Bild 78: Schaltungsvorschlag für einen $\lambda/4$ -Tuner

Hilfe eines veränderbaren Basisspannungsteilers auf den hinsichtlich Verstärkung und Rauschmaß optimalen Kollektorstrom eingestellt werden. Eine automatische Verstärkungsregelung der Vorstufe ist grundsätzlich möglich, hier jedoch in beiden Schaltungen nicht vorgesehen. Im Kollektorkreis des Vorstufentransistors liegt der erste abgestimmte Topfkreis; er wird durch einen zweiten, gleichartig aufgebauten Kreis zu einem Bandfilter ergänzt. Beide sind über einen Schlitz in der gemeinsamen Trennwand induktiv und kapazitiv miteinander gekoppelt.

An das HF-Bandfilter ist der Emitter des selbstschwingenden Mischtransistors über eine Koppelschleife angeschlossen. Dieser Transistor wird ebenfalls in Basisschaltung betrieben. Gleichstrommäßig ist die Mischstufe in der gleichen Weise geschaltet wie die Vorstufe, so daß sich auch hier der Arbeitspunkt auf den optimalen Wert einstellen läßt. Der Kollektorkreis des Mischtransistors enthält in Reihe mit einem Trennkondensator den abstimmbaren Oszillator-Topfkreis und ein zweikreisiges kritisch gekoppeltes ZF-Bandfilter, in dessen ersten Kreis der 8,2-pF-Trennkondensator einbezogen ist. Bei mit Drehkondensatoren abgestimmten Tunern wird an dieser Stelle gewöhnlich ein kapazitiv fußpunktgekoppeltes Bandfilter verwendet, wobei der Primärkreis im Tuner und der Sekundärkreis im Eingangskreis des Bild-ZF-Verstärkers angeordnet sein kann. Die Verbindung zwischen den beiden Kreisen ist dabei auch über ein längeres abgeschirmtes Kabel möglich. Bei den diodenabgestimmten Tunern entfällt die Notwendigkeit einer räumlichen Trennung vom ZF-Verstärker, so daß, wie in den hier gezeigten Schaltungen, beim ZF-Ausgangfilter auch eine induktive Fußpunktkopplung angewendet werden kann. Beide Schaltungen sind so ausgelegt, daß sich eine Gesamtbandbreite von 8...9 MHz ergibt. Bei der Schaltung von Bild 77 erfolgt die Selektion mit abstimmbaren $\lambda/2$ -Topfkreisen. Sie enthalten parallel zu den Abstimmioden noch Trimmerkondensatoren mit einer Maximalkapazität von 1 pF, die einen Abgleich im oberen Frequenzbereich ermöglichen. Zum Abgleich bei der untersten Empfangsfrequenz dienen die 12-pF-Trimmerkondensatoren am anderen Ende der Innenleiter.

Die Rückkopplung in der selbstschwingenden Mischstufe des $\lambda/2$ -Tuners erfolgt über einen 1,5-pF-Kondensator vom Kollektor auf den Emitter des Transistors. Diese Rückkopplungsart bereitet bei dem diodenabgestimmten $\lambda/4$ -Tuner Schwierigkeiten, da hier die Kapazität des Rückkopplungskondensators den Oszillatorkreis zusätzlich kapazitiv belasten und damit dessen Frequenzvariation stark einschränken würde. In der Schaltung Bild 78 wurde daher eine überwiegend induktive Rückkopplung angewandt. Die Rückkopplungsschleife liegt in Reihe mit der Koppelschleife der Mischstufe am zweikreisigen HF-Bandfilter. Zusätzlich erfolgt eine kapazitive Rückkopplung vom mit der Abstimmioden des Oszillatorkreises in Reihe geschalteten Trimmerkondensator über 0,8 pF auf den Emitter des Mischtransistors. Dadurch wird der Frequenzgang der Oszillatorspannung linearisiert.

Im übrigen unterscheidet sich der $\lambda/4$ -Tuner im wesentlichen nur durch die Ausführung der abgestimmten Topfkreise vom $\lambda/2$ -Tuner des Bildes 77. Die Topfkreise enthalten zum Abgleich im oberen Frequenzbereich zusätzliche Trimmerkondensatoren von maximal 3 pF, die etwa in

Anwendungsbeispiele

der Mitte der Innenleiter angeschlossen sind. Bei der unteren Bereichsfrequenz kann der Abgleich mit Hilfe der 20-pF-Trimmerkondensatoren erfolgen, die mit den Abstimmdioden in Reihe liegen. Bild 79 zeigt den Versuchsaufbau des $\lambda/4$ -Tuners im Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel.

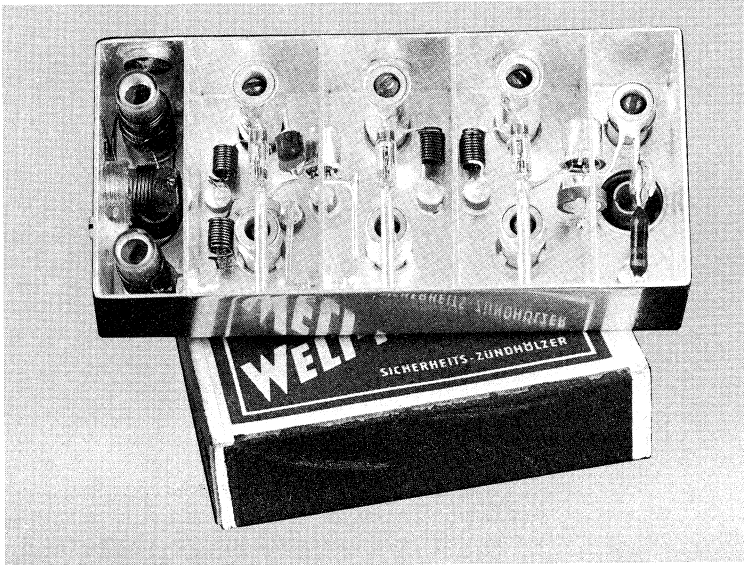


Bild 79: Versuchsaufbau eines 1965 von INTERMETALL entwickelten diodenabgestimmten UHF- $\lambda/4$ -Tuners

Ein von der Fernsehindustrie entwickelter $\lambda/4$ -Tuner ist in Bild 80 zu sehen, und Bild 81 zeigt sein Schaltbild.

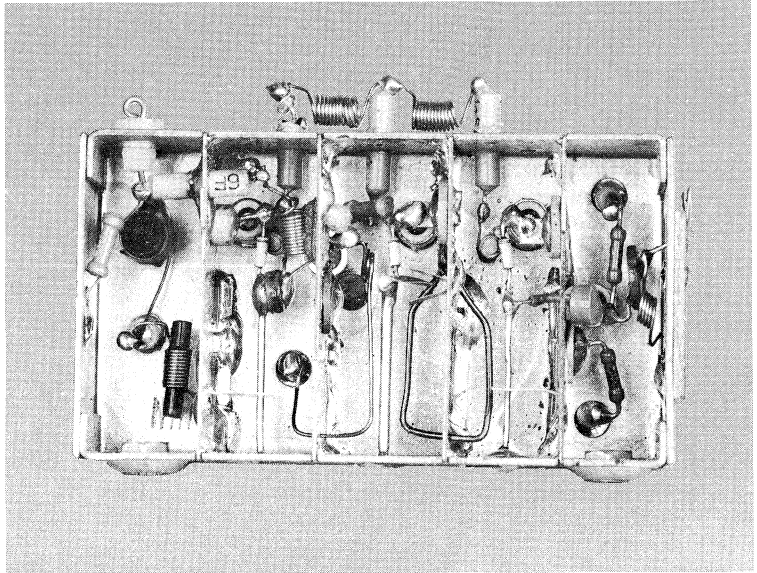


Bild 80: $\lambda/4$ -UHF-Tuner mit Tuner-Dioden

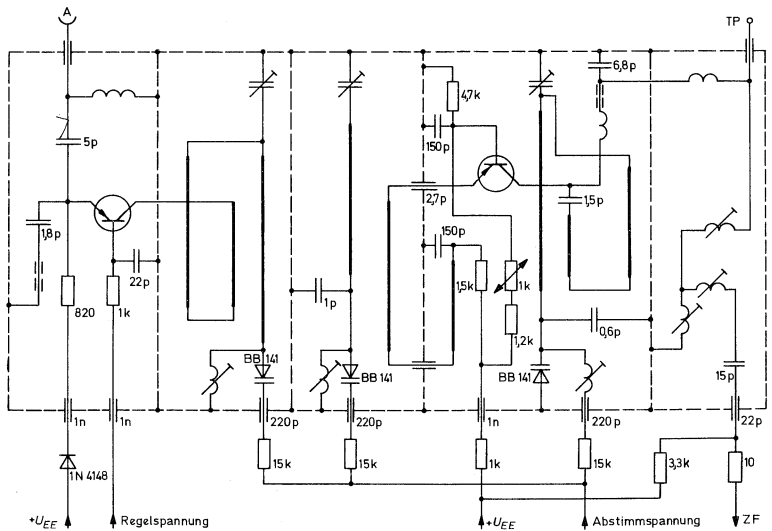


Bild 81: Schaltbild des Tuners Bild 80

Stelle der elektronisch abgestimmte Tuner nach den Bildern 78...81 zunächst einen großen Fortschritt gegenüber dem mechanisch abgestimmten Tuner dar, so drängten Rationalisierung und Kostenersparnis die Entwickler zu Lösungen, bei denen der Einsatz gedruckter Schaltungen die Fertigungskosten senkte und die Blecharbeiten im Zusammenhang mit den UHF-Topfkreisen weniger kompliziert waren. Aus diesen Bestrebungen heraus entstand etwa 1970 der in Bild 82 gezeigte UHF-Tuner (ITT Schaub-Lorenz, Graetz [24]), der nur noch im Oszillator einen Topfkreis enthält, im übrigen aber in Streifenleitungstechnik (strip line) konzipiert ist [28]. Er wird elektronisch mit drei Tuner-Dioden BB 141 abgestimmt, und Bild 83 zeigt sein Schaltbild.

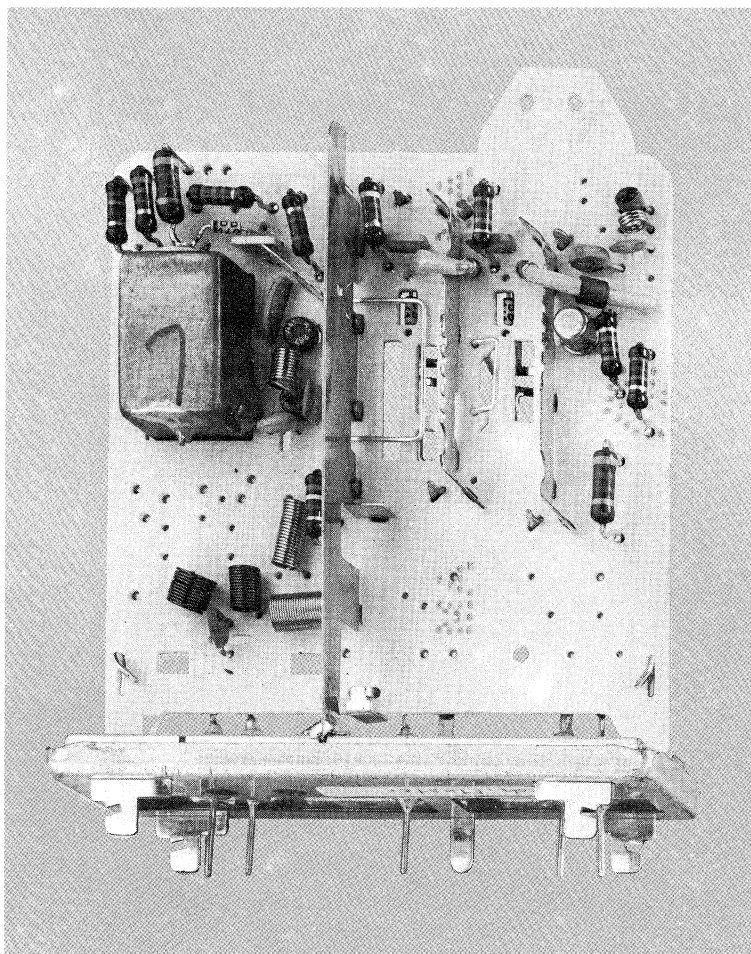


Bild 82: Graetz-UHF-Tuner

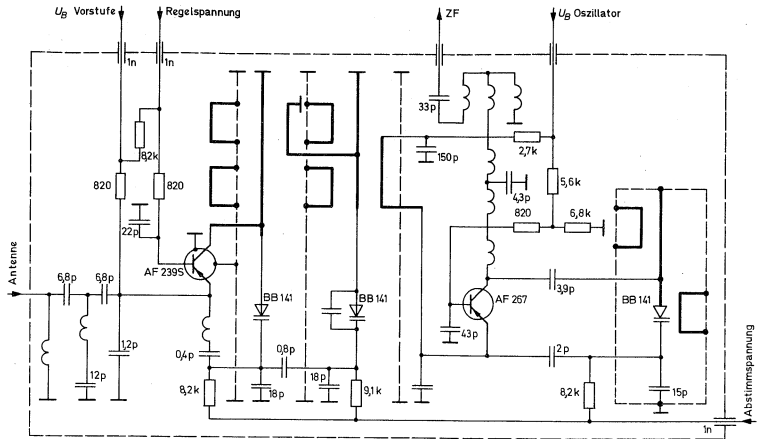


Bild 83: Schaltbild des Tuners Bild 82

Das neueste Modell eines elektronisch abgestimmten UHF-Tuners, das seit Ende 1974 produziert wird, ist in Bild 85 zu sehen (ITT Schaub-Lorenz), und Bild 84 zeigt sein Schaltbild. Gegenüber den Vorgängertypen ist man hier vom $\lambda/4$ -Konzept abgegangen. Die Eigenschaften eines $\lambda/2$ -Tuners kann man bekanntlich auch mit konzentrierten Induktivitäten auf verhältnismäßig kleinem Raum nachbilden. Von dieser Möglichkeit hat man hier Gebrauch gemacht. Gegenüber den $\lambda/4$ -Tunern hat der $\lambda/2$ -Tuner folgende Vorteile: Verstärkung und Rauschen sind am unteren Bereichsende günstiger. Der Oszillator schwingt auch am unteren Bereichsende sicher und ist weniger von Transistorstreuungen abhängig. Am oberen Bereichsende ist die Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz besser zu beherrschen, und es ist keine Rückkoppeldiode mehr erforderlich.

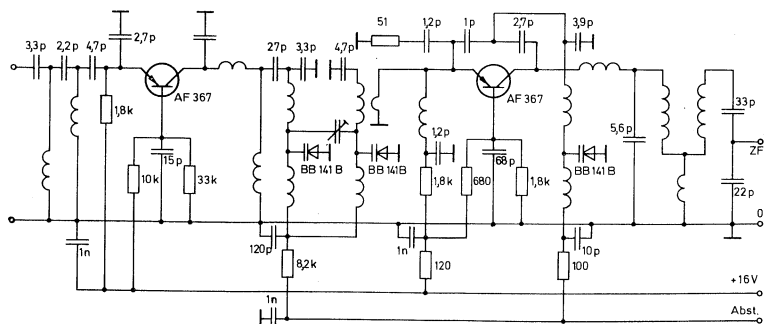


Bild 84: Schaltbild des Tuners Bild 85

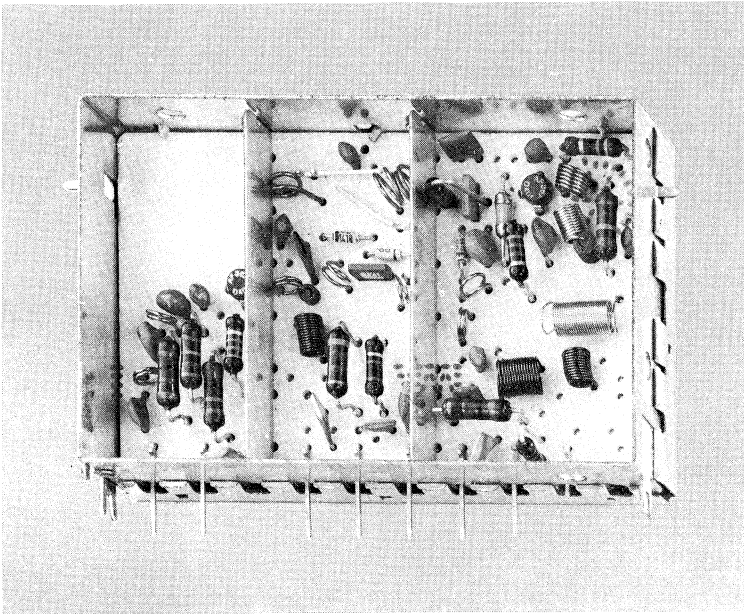


Bild 85: UHF-Tuner von ITT-Schaub-Lorenz

5.2.5. VHF/UHF-Kombituner und Einblocktuner

Wie bereits in Abschnitt 3.1.4. angedeutet, lag der Gedanke nahe, VHF- und UHF-Tuner organisch miteinander zu verschmelzen und einen Kombituner zu entwickeln, bei dem für die Bereiche VHF und UHF nur ein Satz Transistoren und ein Satz Tuner-Dioden erforderlich sind. Bild 86 zeigt das Schaltbild eines solchen Tuners (Graetz [29]), der 1966 entstanden ist und der mit nur zwei Transistoren auskommt, allerdings noch mechanisch abgestimmt und umgeschaltet wird.

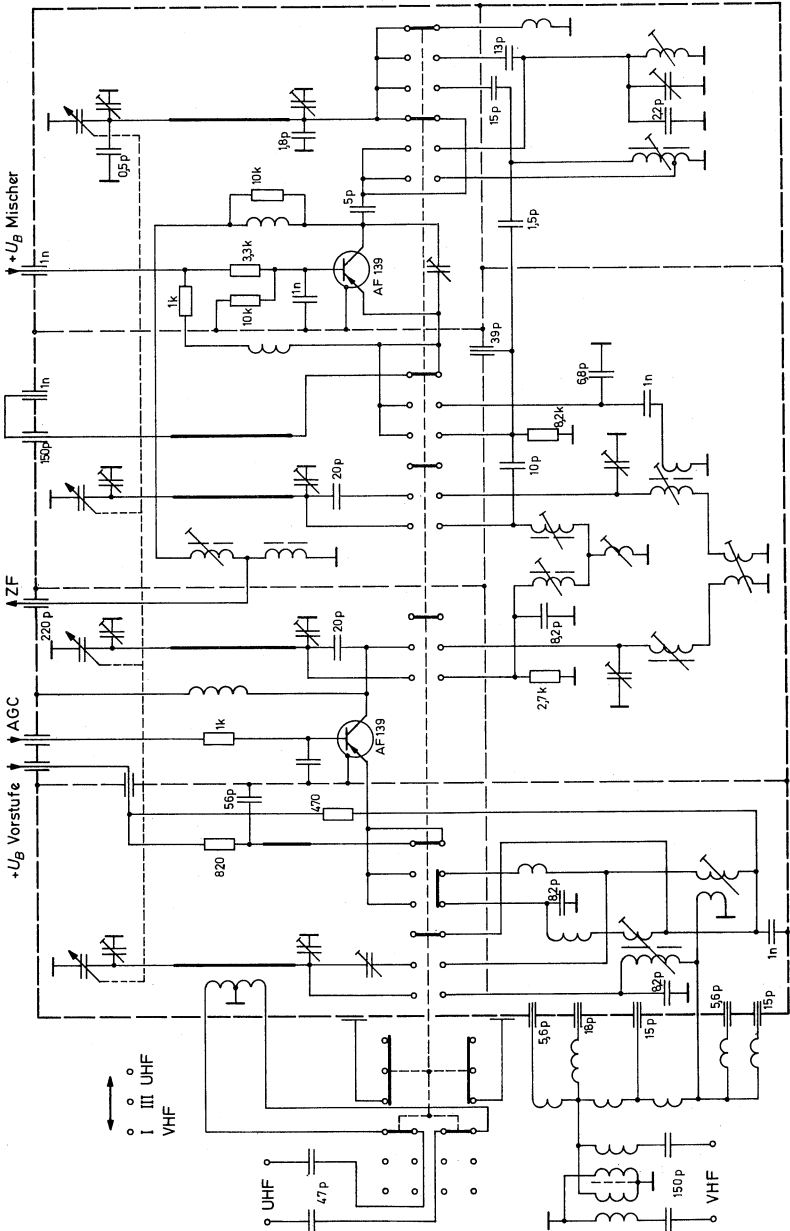


Bild 86: Graetz-Kombituner mit zwei Transistoren

Anwendungsbeispiele

Ein ähnlicher, schon mit Kapazitätsdioden abgestimmter, jedoch mechanisch umgeschalteter Tuner entstand etwa 1968 und ist in Bild 87 gezeigt (Grundig [30]). Auch hier arbeiten dieselben Transistoren auf VHF und auf UHF, wie aus der Schaltung Bild 88 zu sehen ist.

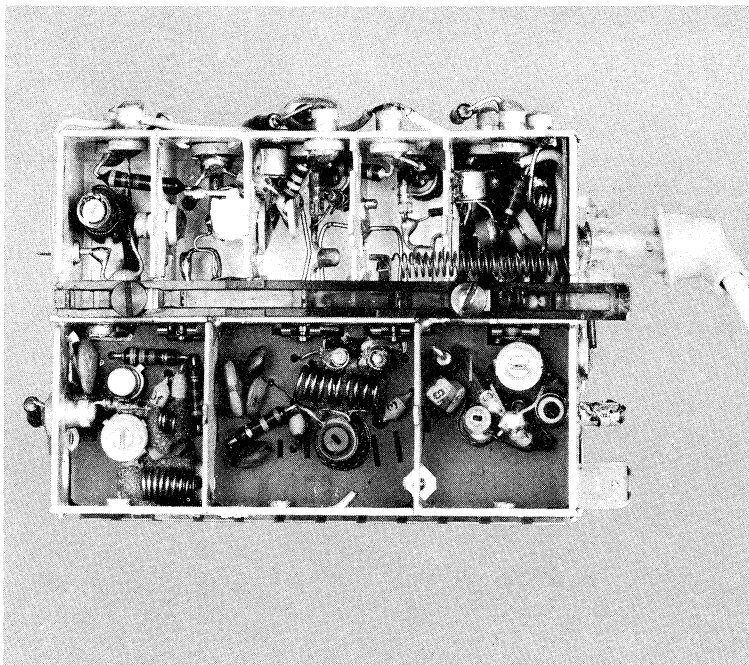


Bild 87: Grundig-Kombituner

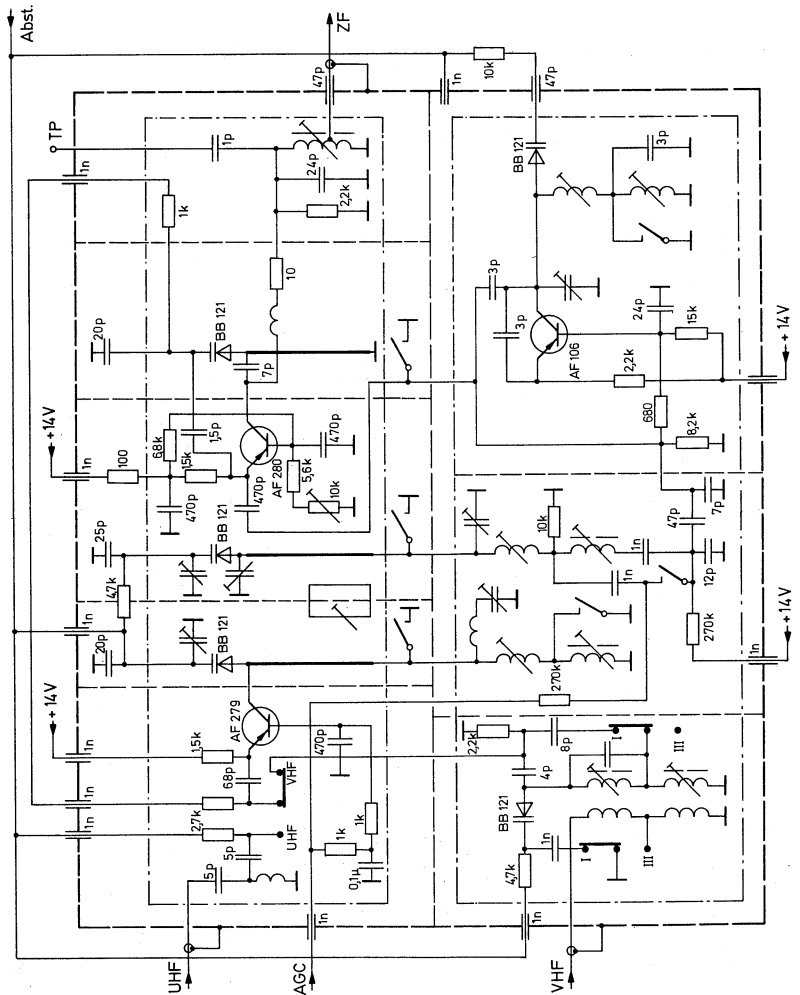


Bild 88: Schaltbild des Tuners Bild 87

Anwendungsbeispiele

Eine andere Lösung des Kombituners, den man wohl jetzt besser als Einblocktuner bezeichnet, ist in Bild 89 gezeigt (Nordmende). Hier sind zwar UHF- und VHF-Tuner in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht, arbeiten jedoch mit völlig getrennten Transistoren, Tuner-Dioden und Schalter-Dioden. Diese Lösung stammt etwa aus dem Jahre 1970.

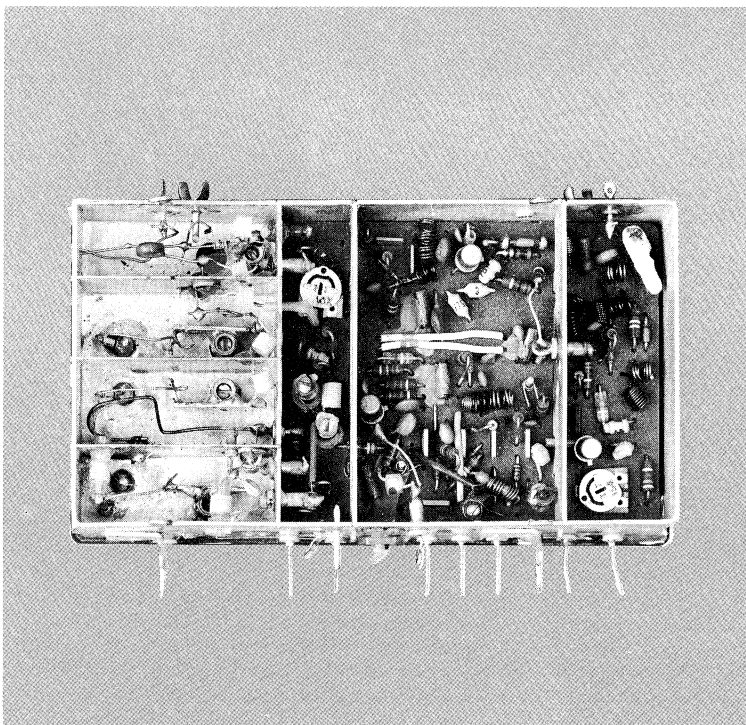


Bild 89: Nordmende-Einblocktuner

Ein weiteres Modell eines solchen Einblocktuners neuester Entwicklung ist in Bild 90 gezeigt. Es wurde von der italienischen Firma Spring entwickelt und ist sehr klein und übersichtlich aufgebaut. Bild 91 zeigt die Schaltung.

Verfolgt man die Entwicklung auf dem Tuner-Sektor in den letzten Jahren, so erkennt man, daß der echte Kombituner eine vorübergehende Erscheinung war – anscheinend bereitet der Verbund UHF/VHF doch erhebliche Schwierigkeiten. Einblocktuner, wie in Bild 90 gezeigt, sind auf dem Markt. Jedoch scheint die Tendenz in Richtung auf übersichtlich aufgebaute und ohne Werkzeug auszuwechselnde Einzeltuner zu gehen, wie sie in Bild 71 und Bild 85 gezeigt sind. Das heißt, daß wohl Betriebs-sicherheit, Servicefreundlichkeit und optimale elektrische Eigenschaften höher als die Einsparung einiger Halbleiterbauelemente bewertet werden.

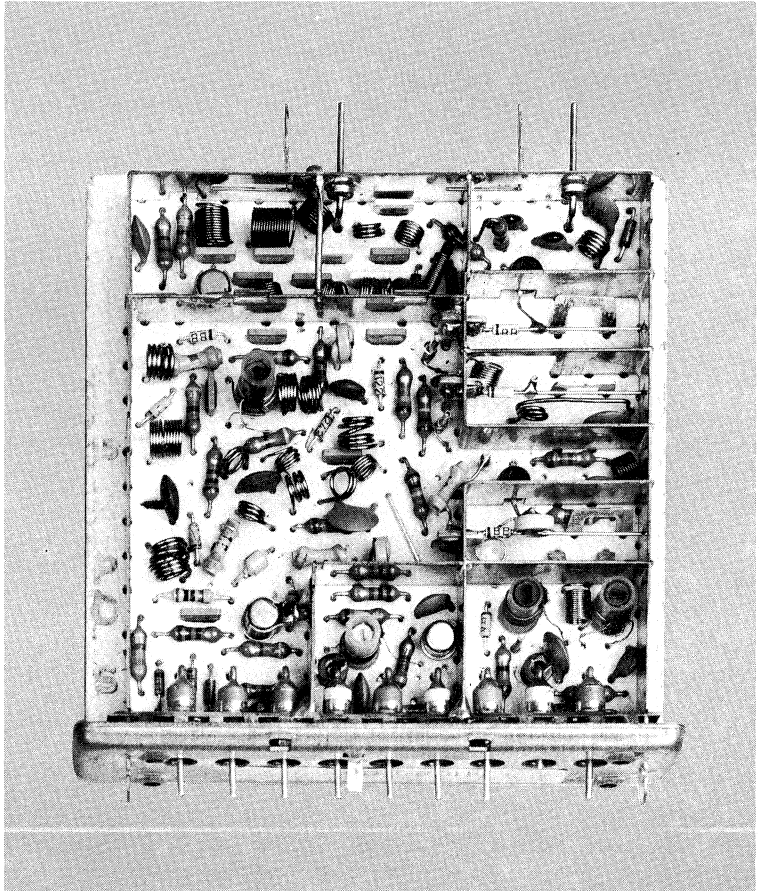


Bild 90: Spring-Einblocktuner

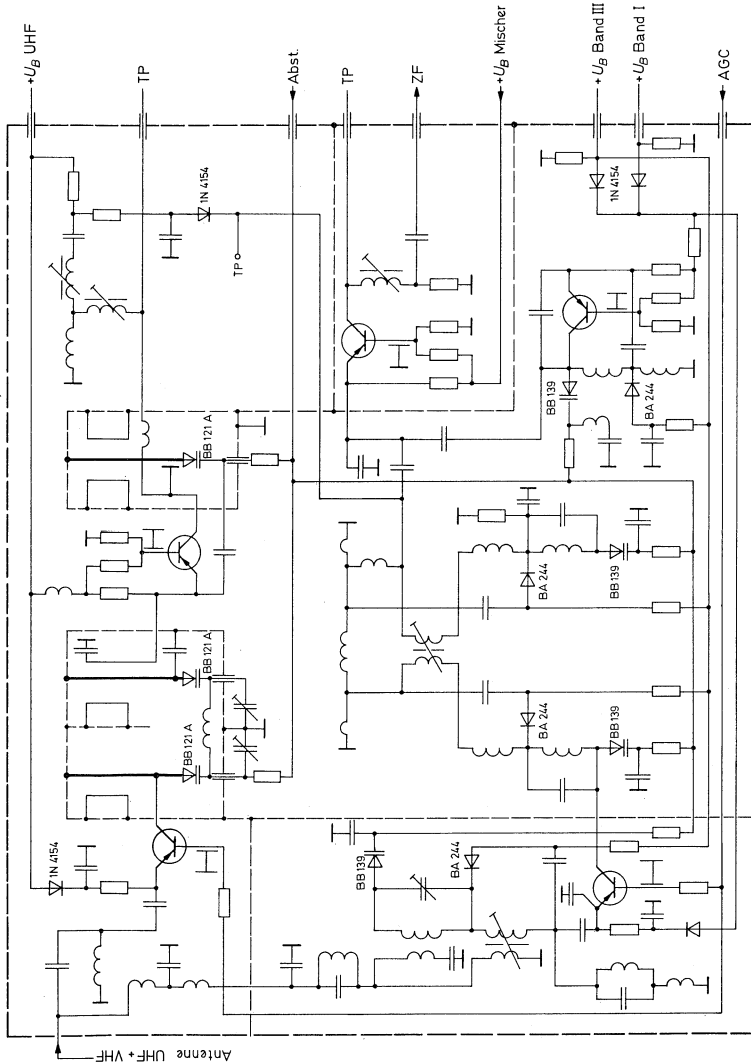


Bild 91: Schaltbild des Tuners Bild 90

6. Meßtechnik

6.1. Allgemeines

Die Kapazitätsdiode hat mit der Entwicklung der Großhubdiode (Tuner-Diode) durch die Firma INTERMETALL Eingang in nahezu alle Abstimm-einheiten von Fernseh- und Rundfunkempfängern gefunden. Damit ver-band sich die Aufgabe, Daten über dieses Bauelement zur Verfügung zu stellen. Hier gehen die Absichten von Hersteller und Anwender etwas auseinander. Während nämlich der Anwender ein Bauelement haben möchte, bei dem alle ihn interessierenden Daten mit möglichst kleinen Toleranzen angegeben sind, ist der Hersteller daran interessiert, mit einem tragbaren Aufwand an Meßmitteln auszukommen und eine gute Ausbeute zu erzielen, was sich letztlich im Preis niederschlägt. Aus die-sen Gründen wird er versuchen, nur die wirklich notwendigen Daten anzugeben und die garantierten Werte so zu definieren, daß die Ausbeute befriedigend ist. Das Datenblatt ist schließlich das Ergebnis all dieser Überlegungen. Dies sollte man sich stets vor Augen halten, wenn man ein Datenblatt liest [31].

6.2. Grenz- und Kennwerte

Das Datenblatt von Kapazitätsdioden für die Abstimmung des UHF-Bandes (z. B. BB 141) enthält neben allgemeinen Anwendungshinweisen zwei große Gruppen von Daten: Grenzwerte und Kennwerte. Die Grenz-werte dürfen auf keinen Fall überschritten werden, weil sonst die Gefahr besteht, daß das Bauelement seine Eigenschaften ändert. Unter diese Gruppe fallen: zul. Umgebungstemperatur, zul. Sperrspannung usw. Es leuchtet ein, daß die meisten dieser Grenzwerte nicht echt meßbar sind, sondern Größen darstellen, die man auf Grund der physikalischen Gegebenheiten oder durch Ausfalluntersuchungen ermittelt. An jedem Exemplar gemessen wird jedoch die Durchbruchspannung, um die Sperr-eigenschaften der Diode zu gewährleisten. Unter dem Begriff der Kenn-werte sind alle anderen Daten zu verstehen. Sie können sowohl typische Werte als auch Garantiewerte oder garantierte Streubereiche enthalten. Im folgenden sind die Meßprobleme der wichtigsten dieser Kennwerte dargelegt.

Die wichtigsten Kennwerte einer Kapazitätsdiode sind die Kapazität, das Kapazitätsverhältnis, der Bereich der Abstimmspannung und die Güte bei den Frequenzen, bei denen die Diode eingesetzt wird. Außerdem müssen bei Großhubdioden die Gleichlauf-toleranzen zwischen den ver-schiedenen Exemplaren eines Terzetts oder Quartetts bekannt sein, da die Funktion $C = f(U)$ nicht exakt mathematisch erfaßbar ist und von Exemplar zu Exemplar streut. In zweiter Linie kommen dann Angaben über den Sperrstrom, die Serieninduktivität, die Durchbruchspannung, den Serienwiderstand, die Serienresonanzfrequenz und über das Tempe-raturverhalten.

6.3. Ersatzschaltbilder

In Bild 92 sind verschiedene Ersatzschaltbilder für eine Kapazitätsdiode dargestellt: in der weiteren Beschreibung wird auf die Elemente dieser Ersatzbilder Bezug genommen. Bild 92a stellt die vollständige Ersatzschaltung dar: der Serienwiderstand r_s ist etwa mit dem Bahnwiderstand des Halbleitermaterials gleichzusetzen, C stellt die Kapazität der Diode dar, deren Größe von der anliegenden Spannung abhängt, R ist der durch den Sperrstrom der Diode gegebene Parallelwiderstand und L_s die Induktivität des Systemaufbaus. Für höhere Frequenzen (10...100 MHz) kann man vereinfacht Bild 92b verwenden, weil der Einfluß von R bzw. L_s auf das Meßergebnis vernachlässigbar ist. Da die meisten Admittanzbrücken nicht die Elemente des Serien-, sondern des Parallel-Ersatzschaltbildes messen, ist dieses in Bild 92c dargestellt. Bei Frequenzen über 100 MHz wird der Einfluß der Serieninduktivität größer (Bild 92d). Für $X_C = X_L$ verhält sich die Diode wie ein Serienresonanzkreis.

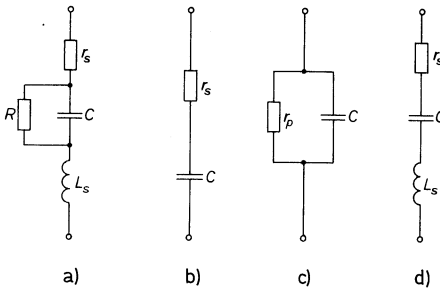


Bild 92: Ersatzschaltbilder der Kapazitätsdiode

- vollständiges Ersatzschaltbild
- vereinfachtes Serien-Ersatzschaltbild für höhere Frequenzen
- Parallel-Ersatzschaltbild, dessen Komponenten auf den meisten Admittanzbrücken gemessen werden
- Ersatzschaltbild für hohe Frequenzen

6.4. Messungen

6.4.1. Die Kapazitätsmessung

In den Datenblättern ist die Diodenkapazität meist für zwei Spannungen angegeben: für die niedrigste und die höchste Abstimmspannung. Die Messung dieser Kapazitätswerte ist recht problematisch. Sie werden meist bei Frequenzen im Bereich von 1...100 MHz gemessen, wodurch die Serieninduktivität als verfälschende Größe ausgeschaltet wird. Zur Kapazitätsmessung werden üblicherweise Hochfrequenzmeßbrücken verwendet, mit denen sich eine Genauigkeit von 1% nur schwer erreichen läßt. Besonders bei Messungen mit Brücken verschiedenen Typs ergeben sich oft erhebliche Unterschiede (bis 10%). Eine wirklich genaue Absolutmessung ist deshalb schwer durchführbar.

Eine weitere Fehlermöglichkeit ist dadurch gegeben, daß an die Diode während der Messung eine Sperrspannung angelegt werden muß, die jedoch nicht in den Meßkreis gelangen darf. Dieser enthält meist Spulen, wodurch die Sperrspannung kurzgeschlossen werden könnte. Die erforderlichen Trennkondensatoren können das Ergebnis verfälschen. Moderne Meßbrücken sind jedoch von vornherein für Messungen an Dioden eingerichtet und enthalten bereits geeignete Trennkondensatoren.

Schließlich spielt die Größe der Meßwechselspannung an der Diode eine erhebliche Rolle. Der Verlauf der Kapazität als Funktion der Spannung, $C = \text{konst} \cdot U^{-n}$, ist nichtlinear. Bei zu großer Meßspannung tritt dadurch ein Meßfehler auf. In Bild 93 sind die Verhältnisse grob dargestellt. Die sinusförmige Wechselspannung hat einen verzerrten Verlauf der Kapazitätswerte zur Folge. Der Mittelwert der Kapazität liegt dabei höher, als man ihn bei kleinen Amplituden der Meßwechselspannung messen würde. Man kann diesen Vorgang auch so deuten, daß infolge der Verzerrung eine zusätzliche Gleichspannung an der Diode liegt, die den Arbeitspunkt zu kleineren Spannungen und damit zu größeren Kapazitäten hin verschiebt. Als Ausweg bleibt nur, die Meßspannung so lange zu verkleinern, bis sich die Kapazität nicht mehr ändert. Da gleichzeitig jedoch das vom Nullindikator angezeigte Minimum breiter wird, muß ein Kompromiß gefunden werden zwischen nicht exakter Ablesung infolge unscharfen Minimums und nicht exakter Messung infolge zu hoher Wechselspannung. Moderne Brücken arbeiten bei Meßspannungen von wenigen Millivolt noch zufriedenstellend.

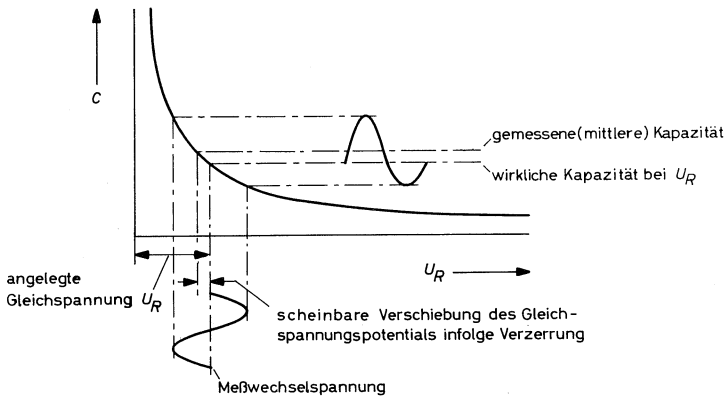


Bild 93: Arbeitspunktverschiebung infolge zu hoher Meßwechselspannung

Für die Fertigung bedient man sich etwas anderer Meßmethoden. Es ist nämlich nicht erforderlich, die genaue Kapazität jeder Diode zu kennen. Es muß lediglich der im Datenblatt garantierte Streubereich der Kapazität eingehalten werden. Zu diesem Zweck setzt man die zu messende Diode

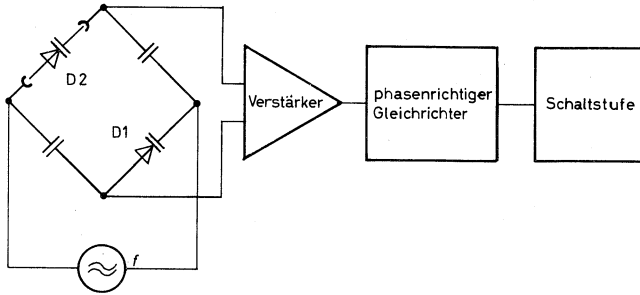


Bild 94: Anordnung zum Messen der Diodenkapazität

in eine Brücke nach Bild 94 ein, die aus vier Kapazitäten gebildet wird. Zwei davon sind Festkapazitäten, die dritte ist die zu messende Diode D2, und die vierte wird durch eine weitere Diode D1 gebildet, die ihre Vorspannung aus einem Treppenspannungsgenerator bezieht. An der Diode D2 liegt die Spannung, für die der Toleranzbereich der Kapazität gemessen werden soll, z. B. 3 V. Die Kapazitätskennlinie $C = f(U)$ der Diode D1 ist genau bekannt. Erhöht man stufenweise die Spannung an der Diode D1 von kleinen Werten an (Bild 95), so wird die Wechselspannung in der Brückendiagonale ihre Phasenlage von derjenigen Spannungsstufe an umkehren, bei der die Kapazität der Diode D1 kleiner geworden ist als die Kapazität der Diode D2. Die Diagonalspannung wird verstärkt und phasenrichtig gleichgerichtet. Bei der Phasenumkehr ändert sich die Polarität der Ausgangsspannung der Gleichrichterstufe wegen der hohen Verstärkung praktisch sprunghaft. Der Spannungssprung steuert eine Schaltstufe, die ein weiteres Ansteigen der Spannung an der Diode D1 verhindert. Die Nummer der zuletzt anliegenden Spannungsstufe ist ein Maß für die Kapazität der Diode D2. Die gleiche Meßmethode wird auch bei der Gleichlaufsortierung der Dioden angewendet.

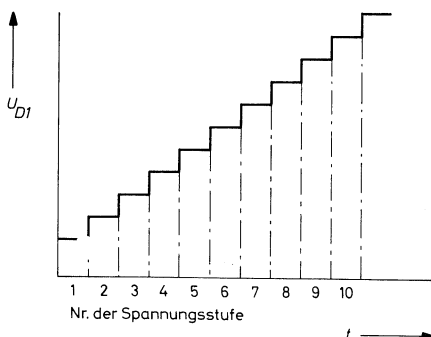


Bild 95: beim Messen der Diodenkapazität benutzte Treppenspannung

6.4.2. Messung von Kapazitätsverhältnis und Gleichlauf

Als Kapazitätsverhältnis ist das Verhältnis der Kapazität bei der kleinsten Abstimmspannung zur Kapazität bei der größten Abstimmspannung definiert. Seine Messung läuft also auf eine zweimalige Bestimmung der Kapazität hinaus, wie sie im vorigen Abschnitt beschrieben wurde.

Der Gleichlauf zwischen den Kapazitätskennlinien mehrerer Dioden eines Bestückungssatzes ist für den Anwender eine sehr wichtige Angabe, denn er beeinflusst die Empfindlichkeit des Fernseh- bzw. Rundfunkempfängers. Für den Gleichlauf gibt es mehrere Definitionen. Eine davon ist der absolute Gleichlauf: Jede Diode eines Satzes hat bei gleicher Abstimmspannung die gleiche Kapazität, wobei eine gewisse Toleranz (Gleichlaufabweichung) zulässig ist. Eine andere Definition stammt von der Anwendung in Fernsehempfängern her und wird als sogenannter Hubgleichlauf bezeichnet. Ein Bestückungssatz besteht im Fernsehempfänger aus Dioden, deren Kapazitätsverhältnis gleich groß ist. Um Gleichlauf über den gesamten Bereich der Abstimmspannung zu garantieren, muß das Kapazitätsverhältnis an mehreren Punkten des Bereiches der Abstimmspannung gemessen werden. Erforderlich sind mindestens vier Meßpunkte, die man z. B. auf die Spannungen 25 V, 12 V, 6 V und 3 V legt, wobei die Kapazität bei 25 V als Bezugswert dient.

Zur Sortierung in Terzette oder Quartette kann man verschiedene Verfahren anwenden:

a) Direkte Sortierung nach einem starren Schema

Die Kapazitätskennlinie jeder Diode wird exakt gemessen und diese anschließend in das entsprechende Kästchen des Meßautomaten transportiert. Eine kurze Überlegung zeigt die Schwierigkeit dieses Verfahrens: Nimmt man an, daß bei jeder der angegebenen Spannungen nur zehn mögliche Kapazitätsgruppen existieren, so erhält man insgesamt 10 000 mögliche Verläufe und ebenso viele mögliche Gruppen. Eine so große Anzahl Kästen kann man praktisch nicht in einer einzigen Sortier-einrichtung unterbringen.

b) Gestaffelte Sortierung nach einem starren Schema

Der Sortiervorgang wird in eine Grob- und eine Feinsortierung aufgeteilt, wobei jeweils ca. 100 Kästen vorhanden sind, insgesamt wieder etwa 10 000. Es ergibt sich jedoch der Vorteil einer überschaubaren Mechanik. Die Feinsortierung kann außerdem so ausgelegt werden, daß die Grobsortierung mit überprüft wird, wodurch eine zusätzliche Sicherheit gegenüber falschem Einsortieren entsteht. Ein gewisser Nachteil dieser Methode ist die längere Verweildauer im Prüffeld.

c) Direkte Sortierung nach einem variablen Schema

Diese Methode erfordert den größten Geräteaufwand. Die Kapazitätskennlinie einer Diode wird exakt gemessen, dann fällt sie in ein freies Kästchen, dem damit ihr Kapazitätsverlauf zugeordnet ist. Die Kennlinie der nächsten Diode wird mit der Kennlinie der schon gemessenen Diode verglichen. Bei Ungleichheit des Kapazitätsverlaufs wandert die zweite Diode in ein neues Kästchen. Das geschieht so lange, bis eine Diode

einen Partner findet, d. h. eine Diode, mit der sie innerhalb der Toleranzgrenzen gleichen Kapazitätsverlauf hat, in deren Kästchen sie dann fällt. Diese Methode erfordert ein sehr aufwendiges elektrisches Speichersystem, hat aber den Vorteil des schnelleren Durchlaufs durch das Prüffeld und ist mechanisch noch realisierbar. Bei INTERMETALL werden die Tuner-Dioden nach diesem Verfahren auf modernen Vollautomaten gemessen, siehe Abschnitt 6.5. [32].

6.4.3. Messung der Güte

Die Güte Q einer Kapazitätsdiode ist insbesondere im UHF-Tuner ein wichtiges Kriterium, weil dort die Kreisgüte Werte von über 1000 erreicht. Die Güte der Diode ist für $f > 5$ MHz gegeben durch

$$Q = \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot r_s + \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot R}} \approx \frac{1}{\omega C_{tot} \cdot r_s} \quad (72)$$

Man sieht, daß mit steigender Frequenz der Parallelwiderstand R (Bild 92a) eine immer kleiner werdende Rolle spielt: Oberhalb ca. 5 MHz kann man die Gleichung wie angegeben vereinfachen.

Um die Güte messen zu können, müssen sowohl der Serienwiderstand r_s als auch die Kapazität C_{tot} bekannt sein. Da r_s praktisch unabhängig von der Abstimmspannung ist, erreicht die Güte ihren kleinsten Wert bei der größten Kapazität, die in einem Schwingkreis wiederum bei der niedrigsten Frequenz auftritt. Da die größte Kapazität bei 3 V auftritt, wird man die Güte bei 3 V und der niedrigsten Frequenz des vorgesehenen Anwendungsbereiches angeben, für UHF z. B. bei 470 MHz.

Die Güte wird in einem Topfkreis gemessen (Bild 96). Die Kapazitätsdiode ist dabei im Fußpunkt des Topfkreises als veränderbare Kapazität

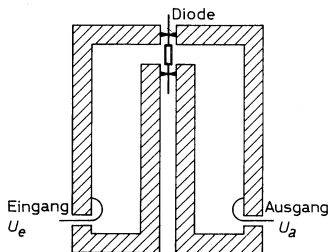


Bild 96: Topfkreis zur Gütemessung

eingesetzt. Ein- und Auskopplung der Meßwechselspannung erfolgen induktiv am Hochpunkt des Kreises. Der Diode wird eine Sägezahnspannung nach Bild 97a zugeführt. Die Kapazität der Diode ändert sich mit der Vorspannung. Die Spannung an der Auskoppelschleife (Bild 97b)

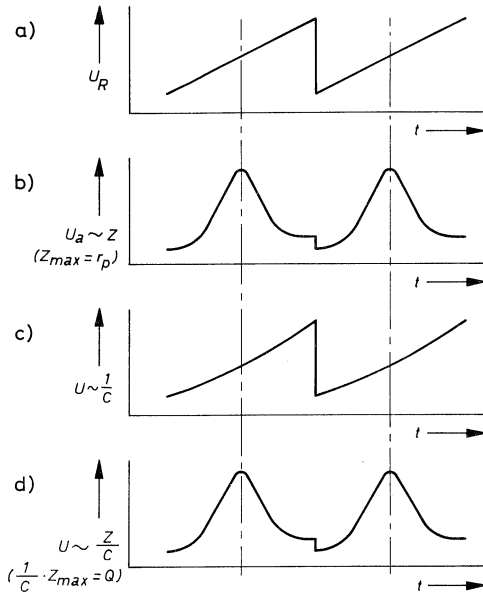


Bild 97: Spannungsverläufe bei der Gütemessung
 a) sägezahnförmige Sperrspannung an der Diode
 b) Ausgangsspannung
 c) dem Kehrwert der Kapazität proportionale Spannung
 d) Güte als Quotient der Kurven b) und c)

ist ein Maß für die Impedanz des Kreises als Funktion der Sperrspannung. Der Kreis ist so ausgelegt, daß er bei einer Kapazität von 12 pF in Resonanz ist. Da die Amplitude im Resonanzfall vom Resonanzwiderstand (Parallelwiderstand) des Kreises abhängig ist und dieser wiederum mit dem Serienwiderstand r_s der Diode zusammenhängt nach der Gleichung

$$r_p = \frac{1}{\omega^2 C_{tot}^2 \cdot r_s}, \quad (73)$$

erhält man ein Maß für r_s bei $C_{tot} = 12$ pF. Da r_s praktisch der Bahnwiderstand der Diode und dieser unabhängig von der Sperrspannung ist, ergibt sich damit der Serienwiderstand bei allen Kapazitäten. Um die Güte für $U_R = 3$ V zu erhalten, muß gleichzeitig mit der Messung von r_s auch die Kapazität der Diode für $U_R = 3$ V gemessen werden. Die mittlere Kapazität bei $U_R = 3$ V liegt ohnehin bei 12 pF, so daß nur eine Korrektur für diejenigen Dioden eingeführt werden muß, deren Kapazität unter oder über diesem Wert liegt (Bild 97c). Die dazu notwendigen Parameter sind fest in Meßautomaten einprogrammiert. Die Rechenschaltung, die die Einzelergebnisse auswertet, ermittelt die Güte bei $U_R = 3$ V (Bild 97d).

6.4.4. Messung von Durchbruchspannung und Sperrstrom

Die Messung der Durchbruchspannung erfolgt meist nach der Impuls-Methode: Der Diode werden Stromimpulse eingepreßt, und die Spannung an der Diode, die sich während des Impulses einstellt, wird mit einem Spitzenspannungsmesser gemessen. Wenn die Impulsdauer kurz ist, kann hierbei mit konstantbleibender Kristalltemperatur gerechnet werden.

Der Sperrstrom I_R der Diode im gesamten Sperrspannungsbereich ist im Hinblick auf die Dimensionierung des Netzwerkes zum Erzeugen der Abstimmspannung wichtig [33]. Die Abstimmspannungsquelle liegt meist parallel zur Diode und damit zum Schwingkreis. Die dadurch hervorgerufene Bedämpfung ist um so geringer, je hochohmiger die Quelle ist. Am Generatorwiderstand der Quelle erzeugt jedoch der Sperrstrom der Diode einen Spannungsabfall, wodurch eine Arbeitspunktverschiebung um $\Delta U = I_R \cdot R_g$ auftritt. Soll die Verstimmung des Kreises gering bleiben, so muß ΔU klein sein.

Bei welcher Sperrspannung der Wert von I_R garantiert wird, ist eine Frage der technischen Notwendigkeit und der Ausbeute. Es ist unnötig, einen besonders kleinen Wert des Sperrstromes bei der größtmöglichen Spannung anzugeben. Wegen des sehr flachen Verlaufes der Kennlinie $C_{tot} = f(U)$ bei hoher Spannung kann hier eine wesentlich größere Änderung der Abstimmspannung zugelassen werden als bei kleineren Spannungen, für die ein möglichst kleiner Sperrstrom günstig ist.

6.4.5. Messung des Serienwiderstandes

Der Serienwiderstand r_s ist, wie bereits erläutert, für die Güte der Diode verantwortlich. Da er für den Anwender primär nicht wichtig ist, wird er meist als typischer Wert angegeben. Man ermittelt ihn am einfachsten im Topfkreis, wie im Abschnitt 6.4.3. beschrieben. Daneben kann er auch mit einer Admittanz-Brücke gemessen werden. Möglich wäre auch seine Messung in Durchlaßrichtung: diese Methode ist allerdings nur zur Ermittlung von groben Relativwerten geeignet.

6.4.6. Messung der Serieninduktivität

Für den Einsatz der Kapazitätsdiode bei den hohen Frequenzen des UHF-Fernsehbandes spielt die Eigeninduktivität der Diode schon eine Rolle, denn sie setzt infolge der Transformation die Verstärkung einer Stufe herab. Daher muß die Serieninduktivität L_s bekannt sein, um ihren Einfluß abschätzen zu können. Es gibt mehrere Methoden, nach denen man diese Induktivität messen kann.

a) Messung an Attrappen

Statt der Kristalle werden in die Gehäuse Kurzschlußstücke eingesetzt und die Induktivität des Gebildes auf einer Induktivitätsmeßbrücke gemessen. Dies ist die einfachste Möglichkeit. Sie ist jedoch mit ziemlich

vielen Fehlern behaftet, weil einmal der Kristall ersetzt ist und zum anderen die Brücken bei diesen kleinen Induktivitäten ($2 \dots 10 \text{ nH}$) schon sehr große Fehler aufweisen.

b) Messung in einer Brücke bei verschiedenen Frequenzen

Hierbei wird die Tatsache ausgenützt, daß die Serieninduktivität L_s eine frequenzabhängige Transformation der Kapazität C_{tot} zur Folge hat. Die Impedanz Z_1 der Diode wird bei konstanter Sperrspannung und der Frequenz f_1 gemessen. Anschließend wiederholt man die Messung bei der Frequenz f_2 . Die Realteile von Z_1 und Z_2 sind gleich dem Serienwiderstand r_s . Der Unterschied zwischen den Imaginärteilen von Z_1 und Z_2 (Y_1 bzw. Y_2) ist sowohl auf die unterschiedlichen Frequenzen als auch auf die Serieninduktivität zurückzuführen. Damit ergibt sich für die Berechnung von L_s die Gleichung

$$L_s = \frac{Y_1 \omega_1 - Y_2 \omega_2}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad (74)$$

Das Meßprinzip ist also recht einfach, die Durchführung scheidet jedoch oft an den Meßgeräten. Die Frequenzen f_1 und f_2 müssen relativ weit auseinanderliegen ($\Delta f > 100 \text{ MHz}$), und mindestens f_2 muß so hoch sein, daß L_s einen merklichen Einfluß hat ($f_2 > 300 \text{ MHz}$). Geeignete Brücken, z. B. General Radio Bridge Type 1607 A, sind recht unhandlich. Die Frequenzänderung ist mit einem Neuabgleich verbunden, und die Imaginärteile müssen sehr genau ermittelt werden.

c) Messung der Serienresonanz

Diese Messung erfolgt bei etwa $0,8 \dots 1 \text{ GHz}$ mit einer Meßbrücke, die es gestattet, Real- und Imaginärteil der Impedanz getrennt abzulesen. Die Sperrspannung der Diode wird bei einer fest eingestellten Frequenz so lange geändert, bis der Imaginärteil der Impedanz zu null geworden ist. Bei dieser Spannung befindet sich die Diode in Serienresonanz. Es muß darauf geachtet werden, daß die Wechselspannung an der Diode genügend klein ist, weil aufgrund der Serienresonanz die Teilspannung am Kristall selbst um den Faktor Q (Güte) größer ist. Die Kapazität der Diode wird bei einer niedrigen Frequenz, z. B. 10 MHz , und derselben Sperrspannung gemessen. Die Serieninduktivität ergibt sich dann nach der Gleichung

$$L_s = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{tot}} \quad (75)$$

6.4.7. Messung des Temperaturverhaltens

Die Kapazität einer Diode ist abhängig von der Umgebungstemperatur nach der Gleichung

$$C_{tot} = \frac{K}{(U_R + U_D)^n} \quad (76)$$

Darin ist U_D die Diffusionsspannung, die mit einem Temperaturgang von ca. -2 mV/K behaftet ist. U_D ist die einzige temperaturabhängige Größe in der Gleichung. Man sieht, daß der Temperaturkoeffizient α_C mit zunehmender Sperrspannung abnimmt. Zur Messung setzt man die Diode verschiedenen Umgebungstemperaturen aus und mißt nach Erreichen des thermischen Gleichgewichts die Kapazität jeweils bei verschiedenen Sperrspannungen. Problematisch ist hier lediglich, daß die Diode in einer Temperatorkammer untergebracht werden muß, wodurch die Kapazitäten der Zuleitungen zu groß werden. Umgehen läßt sich dies durch den Bau kleinerer Kammern, die man direkt auf die Anschlüsse des jeweiligen Meßgerätes aufsetzen kann, oder durch den Einsatz von Kapazitätsmeßgeräten, bei denen Erdkapazitäten keine Rolle spielen (Durchgriffs-Kapazitätsmeßgeräte). Die Zuleitungen zwischen Diode und Meßgerät können hierbei relativ lang werden. Sie sind aber einzeln abzuschirmen, wobei die Schirmung auf Erde (Masse) zu legen ist.

6.5. „Schneller Jumbo“ – Meßautomat für Tuner-Dioden

Der hohe Bedarf an Tuner-Dioden macht es erforderlich, Meß- und Sortierautomaten zu entwickeln, die zwei Eigenschaften miteinander ver-

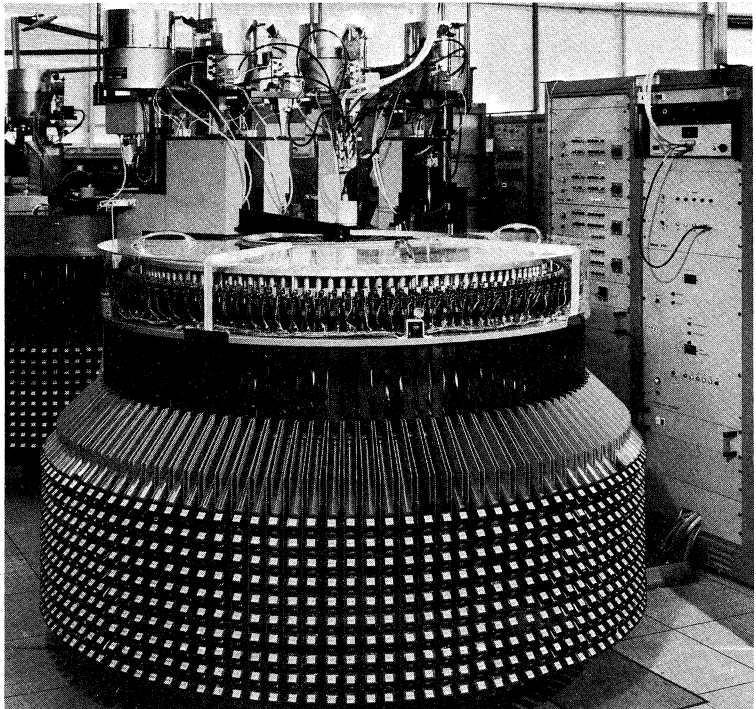


Bild 98: Schneller Jumbo

binden: Die Genauigkeit eines Labor-Meßgerätes und die Stückzahlleistung einer modernen Massenfertigung. INTERMETALL hat in den vergangenen Jahren bei stetig steigenden Produktionszahlen hierfür verschiedene Meßautomaten entwickelt. Im folgenden wird die neueste Anlage beschrieben (Bild 98), die aufgrund ihrer besonderen Leistungsfähigkeit von ihren Entwicklern „Schneller Jumbo“ genannt wird.

6.5.1. Der Systemaufbau

Ein Prozeßrechner steuert über je eine 16adrige Ein- und Ausgabeleitung (Bus-Leitung) die gesamte Anlage. Aus Gründen der Übersichtlichkeit und schnelleren Wartung wurde das Meß- und Sortiersystem in Funktionsblöcke unterteilt, wobei jedem Funktionsblock eine bestimmte Aufgabe zukommt (siehe Bild 99). Jeder Funktionsblock läßt sich auch ohne Rechner, d. h. durch manuelles Setzen einzelner Bits auf der Bus-Leitung, austesten und in Betrieb nehmen. Durch den Modul-Aufbau des Systems konnten komplizierte Steuer- und Regelvorgänge in sehr einfache und übersichtliche Abläufe aufgegliedert werden. Die Vorteile dieses Konzeptes liegen auf der Hand: Sinnfälliger Aufbau, Servicefreundlichkeit und einfache Erweiterungsmöglichkeit.

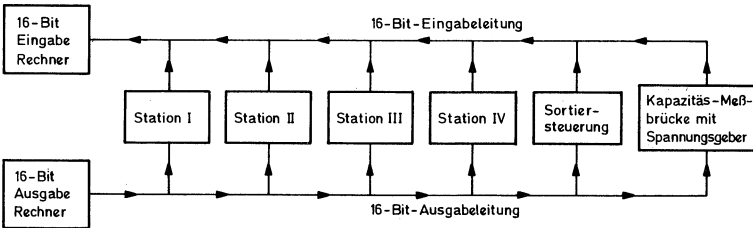


Bild 99: Prinzipaufbau des elektrischen Meßsystems

Das Meß- und Sortierprinzip ist folgendes: Bei vier bzw. fünf Sperrspannungen wird die jeweilige Diodenkapazität gemessen und diesen Meßwerten je eine Intervall-Nummer zwischen 0 und 45 zugeordnet, die zusammengefaßt eine Codezahl ergeben (siehe Bild 100). Der Rechner prüft, welche der vorhandenen 1200 Gruppen dieser Codezahl zugeordnet ist, und veranlaßt das Einsortieren der betreffenden Diode in diese Gruppe.

6.5.2. Die Sortiereinrichtung

Die Sortiereinrichtung befördert die Tuner-Dioden von vier Meßstationen in 1200 Behälter. Das Schema, das diesem Sortiervorgang zugrunde liegt, könnte als Kreiskoordinaten-Sortierung bezeichnet werden. Ein Drehteller, der ständig rotiert, dient als Transportmittel. Auf zehn konzentri-

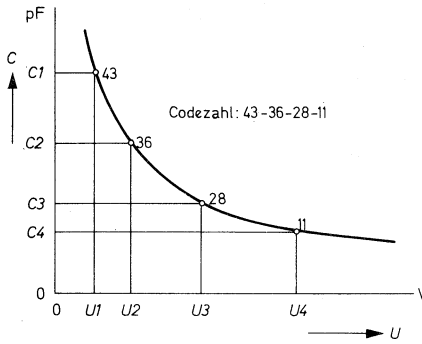


Bild 100:
Bildung der Codezahl

schen Kreisen sind je 120 Transportfächer angeordnet, insgesamt also 1200 Transportfächer.

Die Sortierung in 1200 Gruppen erfolgt in zwei Schritten: Im ersten Schritt werden die Dioden an der Meßstation in 10 Gruppen vorsortiert, d. h. sie fallen von der Meßfassung in den Vorgruppenfächer (Bild 101),

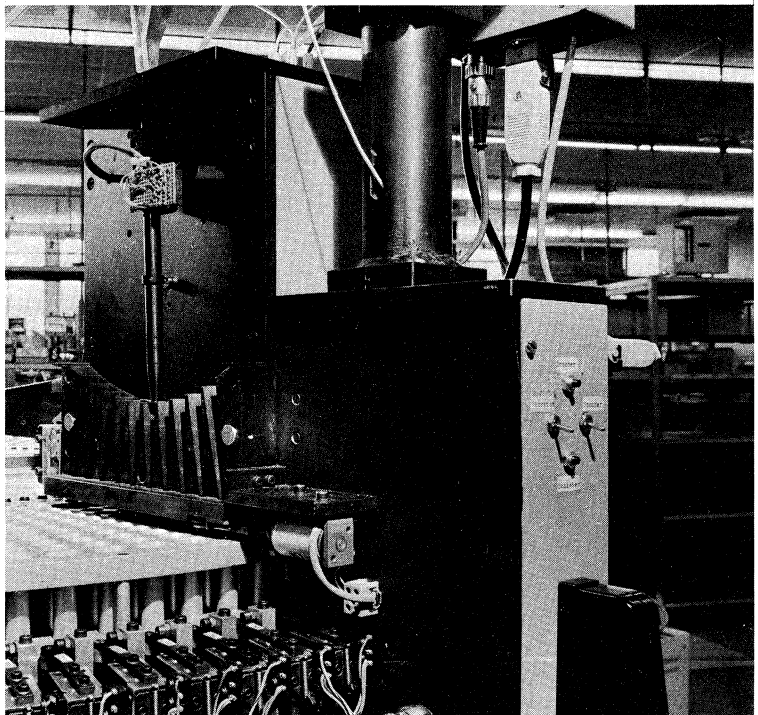


Bild 101: Vorsortierung an einer Meßstation

der in radialer Richtung über dem Drehteller angeordnet ist. Im zweiten Schritt werden die Dioden vom Vorgruppenfächer in den Drehteller abgeworfen und wandern in einem der 1200 Transportfächer weiter. Mit Erreichen der richtigen Winkelposition gibt ein Schieber unter den Transportfächern die Dioden frei. Die Dioden fallen aus dem Drehteller in ein Rohr, durch das sie zum Behälter der betreffenden Gruppe geleitet werden.

6.5.3. Der Sortiervorgang

Die gesamte Anlage wird von nur einer Person bedient. Diese füllt die Dioden in einen Vibratorförderer, von wo sie dann automatisch in die Meßfassung transportiert werden. Eine Lichtschranke teilt über das Leseregister dem Rechner mit, daß eine Diode meßbereit im Meßkopf liegt. Nun verbindet der Rechner die automatische Kapazitätsmeßbrücke mit der betreffenden Station, stellt die Sperrspannung ein und startet den Abgleichvorgang der Brücke. Nach etwa 30 ms übernimmt der Rechner auf ein Meßende-Signal der Meßbrücke hin das anstehende Ergebnis. Nacheinander werden alle vier bzw. fünf Messungen durchgeführt. Der Rechner bildet die Codezahl und prüft, welcher der 1200 Gruppen diese Codezahl zugeordnet ist.

An einem Beispiel sei der weitere Vorgang erklärt: Angenommen, die Diode gehöre in die Gruppe 1124. Der Rechner trennt die letzte Ziffer von der Gruppennummer ab und gibt der Vorsortierung über das Schreibregister den Befehl, die Diode in die vierte Vorgruppe zu befördern. Die Meßkopfsteuerung führt den Befehl aus und meldet dem Rechner über das Leseregister, daß die Diode in den Vorgruppenfächer vorsortiert worden ist. Die vorsortierte Diode wird dann im richtigen Zeitpunkt in den Drehteller abgeworfen. Sie wandert in einem der Transportfächer mit dem Drehteller weiter und fällt mit Erreichen der Position 112 vom Transportfach in ein Rohr, durch das sie in den Behälter 1124 gelangt.

6.5.4. Software

Um ein Überlaufen des Behälters zu verhindern, werden die Dioden in jeder Gruppe gezählt. Mit Erreichen der maximalen Stückzahl von 300 wird dem mit dem Rechner gekoppelten Fernschreiber eine Meldung abgegeben, aus der die Stückzahl, die Codezahl und die Gruppennummer hervorgeht. Dieser Zettel wird dem gefüllten Behälter beigefügt. Die Bedienungsperson hat ferner die Möglichkeit, sich verschiedene Daten ausdrucken zu lassen: So kann die zahlenmäßige Belegung einer oder beliebig vieler Gruppen abgefragt werden.

In einem einfachen Dialogverkehr zwischen Bedienungsperson und Rechner können vor jedem Sortiervorgang die Toleranzgrenzen eines jeden Meßpunktes neu festgelegt werden. Dioden mit bestimmtem Kennlinienverlauf, d. h. mit bestimmter Codezahl, können ermittelt und als Sonderbedingung geliefert werden. Die aktuellen Meßwerte in Pikofarad lassen sich über den Fernschreiber ausgeben und stehen so zur Fertigungs-

überwachung zur Verfügung. Durch Einlesen eines anderen Programms können verschiedene Diodentypen sortiert werden. Die Software bietet alle Möglichkeiten, auf besondere Kundenwünsche schnell und präzise einzugehen.

6.5.5. Eigenüberwachung

Eine Massenproduktion, bei der weit über hunderttausend Dioden pro Tag zuverlässig gemessen und sortiert werden sollen, ist ohne ständige Selbstüberwachung einer solchen Anlage kaum durchzuführen. Alle mechanischen Teile werden daher elektronisch auf ihre Funktion hin überwacht. Mikroschalter stellen fest, ob elektrischer und mechanischer Zustand miteinander übereinstimmen. Bei Abweichung wird die gesamte Anlage sofort außer Betrieb gesetzt. Die Positionierung des Drehtellers wird sowohl vom Rechner als auch von einem elektronischen Zähler kontrolliert. Positionsfehler werden durch Vergleich sofort erkannt und führen zur Abschaltung der Anlage.

7. Schrifttum

- [1] Keller, H.: Die Eigenschaften und Anwendungen der Silizium-Kapazitätsdiode. Ionen + Elektronen, April 1961, S. 15–17.
- [2] Keller, H.; Lehmann, M.; Micic, L.: Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden. radio mentor XXVIII (1962) Nr. 8, S. 661–667.
- [3] Keller, H.: Ein UKW-Empfänger mit elektronischer Abstimmung und Sendersuchautomatik. Funk-Technik 18 (1963) Nr. 22, S. 827–828.
- [4] Gilly, A.; Micic, L.: Gleichspannungsverstärker mit Kapazitätsdioden für kleine Eingangsleistungen. Elektronik 12 (1963) Nr. 9, S. 263.
- [5] DIN 41 791 Blatt 8; DIN 41 785, Blatt 20.
- [6] Keller, H.: Elektronische UHF-Abstimmung in Fernsehempfängern. Radio-Fernseh-Phono-Praxis 1967, Nr. 3.
- [7] Micic, L.: Die Tuner-Diode. radio mentor electronic XXXII (1966) Nr. 5, S. 404–405.
- [8] Dietrich, B.; Lehmann, M.: Silizium-Epitaxie-Planar-Transistoren, Technologie und Eigenschaften. radio mentor XXIX (1963) Nr. 10, S. 851–855.
- [9] Pruin, W.; Swamy, A.: Die Schalterdioden BA 243 und BA 244. Funk-Technik 24 (1969) Nr. 1, S. 11–14.
- [10] Reinarz, K.-E.: Das Schalten von NF-Signalen mit Dioden. Funkschau 43 (1971) Nr. 23, S. 769–772.
- [11] Dolega, Dr. U.: Halbleiterdioden. Funkschau 1974, Nr. 20, S. 789–791, Nr. 21, S. 819–820 und Nr. 22, S. 857–858.
- [12] Datenbuch „Dioden“ von ITT-INTERMETALL.
- [13] Sarkowski, H.: Dimensionierung von Halbleiterschaltungen. Lexika-Verlag, 1973, 7031 Grafenau-Döffingen.
- [14] Keller, H.: Diodenabstimmung in Rundfunk- und Fernsehempfängern. Elektronik-Anzeiger 1 (1969) Nr. 1/2, S. 45–48.
- [15] Keller, H.: Die Kapazitätsdiode im Parallelresonanzkreis. Funkschau 39 (1967) Nr. 7, S. 185–188.
- [16] Dietrich, O.; Keller, H.: Nichtlineare Verzerrungen bei Kapazitätsdioden. radio mentor electronic XXXIII (1967) Nr. 4, S. 266–269.
- [17] Dolega, Dr. U.: Temperaturkompensierte Z-Dioden. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma INTERMETALL, Best.-Nr. 6200-73-1D.
- [18] Keller, H.: Senderwahlschaltungen für Empfänger mit Kapazitätsdioden-Abstimmung. Radio-Fernseh-Phono-Praxis 1966, Nr. 5, S. 151–154.
- [19] Flamm, P.: Ultraschall-Fernsteuerung mit neuen integrierten Schaltungen. Funkschau 1975, Nr. 8, S. 81–84 und Nr. 9, S. 67–69.
- [20] Funktechnische Arbeitsblätter Re 91, Funkschau 1973, Nr. 1.

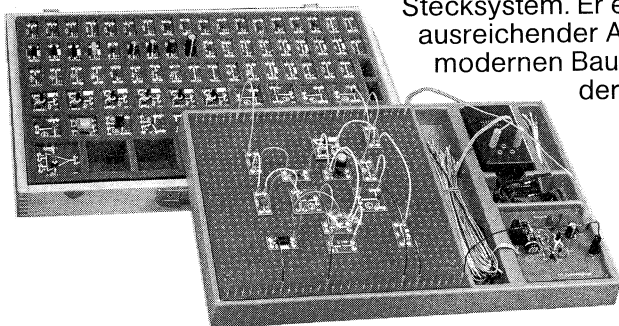
-
- [21] — —: Reference Data for Radio Engineers. Indianapolis/Kansas City/New York, 1972, Howard W. Sams + Co., Inc.
- [22] Schröter, K.: UKW-Tuner für geringe Abstimmspannung. radio-fernseh-phono-praxis 1974, Nr. 10, S. 5.
- [23] Dietrich, O.; Löwel, F.: Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143. Funk-Technik 22 (1967) Nr. 7, S. 209–211.
- [24] Kinne, E.: Übersicht über Tuner in Fernsehempfängern. Funk-Technik 25 (1970) Nr. 23, S. 927–928; Nr. 24, S. 961–964; 26 (1971) Nr. 1, S. 16–18 und Nr. 2, S. 51–52.
- [25] Schurig, K.: VHF-Tuner mit Feldeffekttransistoren. Funk-Technik 29 (1974) Nr. 21, S. 743–745.
- [26] Bernstein, G.: Kapazitätsdioden als Schalterdioden; Ein kombinierter CCIR- und OIRT-Fernsehtuner. Funkschau 43 (1971) Nr. 7, S. 189–190.
- [27] Keller, H.: UHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Funk-Technik 21 (1966) Nr. 8, S. 266–267.
- [28] Backwinkel, J.: Vom Kombituner zum Streifenleitertuner. Funk-Technik 26 (1971) Nr. 13, S. 489–492.
- [29] Bender, H.; Schurig, K.: Ein Allbereich-Kanalwähler mit nur zwei Transistoren. Funkschau 38 (1966) Nr. 10, S. 313–316.
- [30] Klein, W.: Störfester Allbereichtuner mit abgestimmtem VHF-Eingang. Funk-Technik 24 (1969) Nr. 5, S. 163–164.
- [31] Novotny, J.: Messungen an Kapazitätsdioden. messen und prüfen 1969, Nr. 1, S. 28–32.
- [32] Dahlmann, H.: Schneller Jumbo — Automat zur rechnergesteuerten Sortierung von Tuner-Dioden in 1200 Gruppen. Funkschau 1974, Nr. 24, S. 939–940.
- [33] Micic, L.: Diodenabgestimmter Resonanzkreis. Internationale Elektronische Rundschau 22 (1968) Nr. 6, S. 138–140.

ITT Experimentier

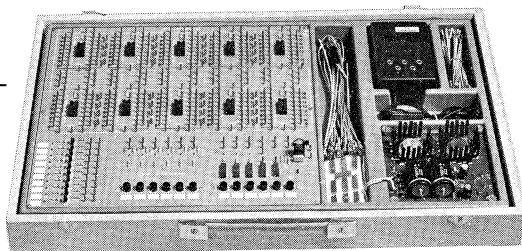
Für die erfolgreiche praktische und experimentelle Einarbeitung in die Schaltungstechnik der Elektronik und Digitalelektronik entwickelte ITT diese 2 pädagogisch ausgereiften Experimentier-Plätze.

Der Elektronik- Experimentier

Schaltungsaufbau durch ein einfaches kontaktsicheres Stecksystem. Er enthält in ausreichender Anzahl alle modernen Bauelemente der Elektronik.



Der Digital-Experimentier
Stecksystem für alle 14- und 16-poligen integrierten Digitalbausteine mit einer Betriebsspannung von 5 V.



Fordern Sie kostenlos und unverbindlich umfangreiches Informationsmaterial an bei: ITT Lehrmittel, 7530 Pforzheim, Postf. 1570

ITT

ITT Fachlehrgänge

Nutzen Sie die Erfahrungen eines weltweiten
Elektronikunternehmens (über 400.000
Mitarbeiter) für Ihre berufliche Weiterbildung.

Lehrgang Halbleiter-Elektronik

16 Lehreinheiten mit umfangreichem
Experimentiermaterial für 93 Versuchsaufbauten.
Auf Wunsch 2 x 1 Woche Laborunterricht,
Kostenerstattung über Ihr Arbeitsamt möglich.

Lehrgang Digital-Elektronik

12 Lehreinheiten, 1 ITT Digital-Experimenter,
weiteres Experimentiermaterial für über
100 Versuchsaufbauten. Auf Wunsch 2 x 1 Woche
Laborunterricht,
Kostenerstattung über Ihr Arbeitsamt möglich.

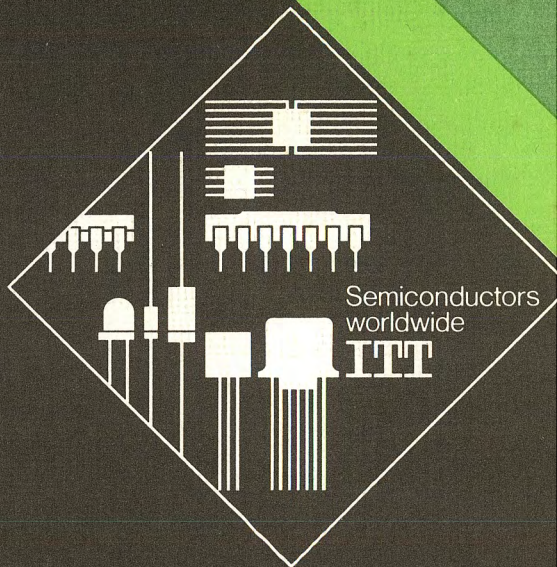
Seminare Digital-Elektronik

In 2–3tägigen Seminaren können Sie diese neue
Technik praxisbezogen erlernen.

Fordern Sie kostenlos und unverbindlich umfangreiches
Informationsmaterial an bei: ITT Fachlehrgänge, 7530 Pforzheim, Postfach 1570

The logo for ITT, consisting of the letters 'ITT' in a bold, stylized, blocky font.





Semiconductors
worldwide

ITT